



**DETECCION DE INESTABILIDADES DINÁMICAS (CHATTER)
EN PROCESOS DE MAQUINADOS DE ALTA VELOCIDAD
MEDIANTE TECNICAS FRACTALES**

TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE

**MAESTRO EN
MANUFACTURA AVANZADA**

PRESENTA

Ing. Edgar Darío Acosta Pérez

AGUASCALIENTES; AGS. ENERO DEL 2018.

DETECCION DE INESTABILIDADES DINÁMICAS (CHATTER) EN PROCESOS DE MAQUINADOS DE ALTA VELOCIDAD MEDIANTE TECNICAS FRACTALES

RESUMEN

Las vibraciones auto inducidas son una limitante de la productividad en procesos de maquinado de alta velocidad ya que se producen piezas con un mal acabado y un desgaste prematuro en la herramienta de corte. Las investigaciones de este fenómeno se enfocan en la predicción, monitoreo y control de la estabilidad dinámica en procesos de corte. En este trabajo se presenta el desarrollo de una tarjeta de interfaz la cual realiza el monitoreo y detección de inestabilidades dinámicas en procesos de corte mediante una técnica fractal conocida como Escalonamiento R/S el cual permite identificar condiciones de inestabilidad mediante un indicador conocido también como algoritmo de Hurst.

Para la tarjeta desarrollada se utilizó procesador de señales digitales DSPIC30F4011 y un acelerómetro triaxial ADXL335, se implementó el método de escalonamiento R/S o algoritmo de hurst en un lenguaje de programación visual de alto nivel. Se realizaron cinco pruebas en un torno convencional con una velocidad nominal de operación de 990rpm. El muestreo obtenido de las vibraciones mecánicas se procesó por medio de un programa de computadora para su análisis. Los resultados en cada experimento permitieron determinar la estabilidad dinámica del sistema durante el proceso de maquinado. Al evaluar el exponente de Hurst y graficar la pendiente para cada prueba se determinó que la pérdida de la estabilidad dinámica del sistema ocurrió en tres de las cinco pruebas debido al exceso de vibración en el maquinado.

La tarjeta desarrollada se pudo implementar en otros centros de maquinado ya que tiene la ventaja de no ser un sistema invasivo.

Palabras clave: vibraciones auto-inducidas, predicción, monitoreo, discretización, análisis no lineal.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar agradezco a Dios por haberme brindado la oportunidad de seguir viviendo y ser merecedor de tener una familia extraordinaria y de poder realizar mis sueños y metas con ellos, por cuidarme en el camino y por darme la fuerza para levantarme cuando tropiezo.

Al **Dr. Luciano Vela Martínez** por convertirse en el principal motivador en la elaboración del proyecto, por sus conocimientos en el área de trabajo y por ser la guía y luz en nuestro arduo camino durante el desarrollo de la investigación.

Al **Dr. Francisco Villalobos Piña** amigo y compañero de trabajo por convertirse en un ejemplo de vida a seguir, por apoyarme y alentarme a seguir adelante a pesar de los momentos tan difíciles que se presentaron, por su sencillez y humildad para compartir sus grandes conocimientos para el desarrollo de este proyecto, por sus consejos que día con día me sirvieron para seguir adelante en mi vida profesional.

A mi esposa Rosa Fabiola Fuentes Morales por ser una gran esposa y compañera de vida que me ha enseñado que no hay imposibles en la vida, por estar conmigo siempre apoyándome en los momentos más difíciles y haber cuidado de mi hasta el final de mi recuperación, por tomar mi mano para dar un paso juntos adelante para una mejor vida profesional, gracias por darme los mejores hijos que hoy disfruto de su compañía Donovan Darío y Edgar Yael.

A mi madre Rosa María Pérez González, que sin ella no hubiera sido capaz de llegar hasta donde me encuentro ahora gracias por su confianza, sus experiencias y vivencias, sus recomendaciones, por su cariño y sobre todo por ser mi madre.

A mi hermana Alexandra Acosta Pérez con todo cariño, por apoyarme en todo momento sin importar sus desvelos y cansancios, por ayudarme en mi recuperación y ser una gran motivadora en mi vida para seguir adelante, gracias por ser una hermana ejemplar con todo cariño te dedico este trabajo.....Gracias.

ÍNDICE GENERAL

Resumen.....	i
Agradecimientos.....	ii
Índice General.....	iii
Índice de figuras.....	iv
Índice de tablas.....	v
Glosario.....	vi
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Definición del Problema.....	3
1.3 Justificación.....	4
1.4 Objetivo General.....	5
1.4.1 Objetivos Especificos.....	5
1.5 Hipótesis.....	5
Capítulo 2. Marco Teórico.....	6
2.1 Vibraciones Auto Inducidas.....	6
2.2 El Metodo Propuesto Por Hurst.....	10
2.2.1 Valores del Coeficiente de Hurst.....	10
2.3 La Transformada de Wavelet.....	12
Capítulo 3. Procedimiento de Investigación.....	20
3.1 Vibraciones Auto-Inducidas.....	21
3.2 Análisis Fractal R/S.....	23
3.3 Estimación del Exponente de Hurst.....	23
Capítulo 4. Resultados.....	31
4.1 Análisis del Desempeño de la tarjeta de Adquisición.....	31
Conclusiones.....	38
Recomendaciones.....	39
Referencias.....	40
Anexo 1. "Datos técnicos del acelerometro ADXL335".....	42
Anexo 2. "Datos tecnicos del DSP30F4011".....	46
Anexo 3. "Convertidores D/A y A/D".....	50
Anexo 4. "Programación en Matlab., Estimación del exponente de Hurst".....	68

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Esquema piramidal de procesamiento de datos.....	12
Figura 2.2 Modelo de un grado de libertad proceso de tornado.....	14
Figura 3.1 señal armónica periódica	20
Figura 3.2 Señal armónica no periódica.....	20
Figura 3.3 Proceso de subdivisión de los datos	25
Figura 3.4 Ajuste de la curva log X y log Y.....	25
Figura 3.5 torno utilizado como banco de trabajo.....	26
Figura 3.6 Esquema del sistema de adquisición de datos.....	26
Figura 3.7 Tarjeta de adquisición de datos terminada.....	27
Figura 3.8 Posición del acelerómetro sobre el carro orientable	28
Figura 3.9 Acelerómetro sobre el carro orientable.....	29
Figura 3.10 Detección de la vibración con acelerómetro ADXL335	29
Figura 3.11 Tarjeta de adquisición de vibraciones enlazada con laptop.....	30
Figura 4.1 Experimento 1, incremento drástico de las vibraciones	31
Figura 4.2 Acabado superficial deficiente debido al exceso de chatter.....	32
Figura 4.3 Experimento 1, inestabilidad dinámica.	32
Figura 4.4 Experimento 2, reducción parcial de las vibraciones mecánicas	33
Figura 4.5 Acabado superficial con mejoras parciales.....	33
Figura 4.6 Experimento 2, mejoría parcial de la estabilidad dinámica.	34
Figura 4.7 Experimento 3, vibraciones mecánicas mas estables.....	34
Figura 4.8 Experimento 3, acabado superficial mejorado	35
Figura 4.9 Experimento 3, mayor estabilidad dinámica durante el corte	35
Figura 4.10 Experimento 4, vibraciones autoinducidas controladas.....	36
Figura 4.11 Acabado superficial libre de vibraciones autoinducidas	36
Figura 4.12 Experimento 4, condición persistente de la estabilidad dinámica	37
Figura A1.1 Acelerómetro triaxial.....	42
Figura A1.2 Diagrama a bloques del acelerómetro.....	43
Figura A1.3 Configuración de pines.....	43
Figura A1.4 Ejes de sensibilidad del acelerador	44

Figura A1.5 Respuesta de salida contra Orientación de la gravedad.....	44
Figura A1.6 Sensor detector de nivel de líquido.....	45
Figura A2.1 DSP30F4011, tipo de encapsulado 40 pin PDIP.....	47
Figura A2.2 DSP30F4011, tipo de encapsulado 40 pin TQFP	47
Figura A2.3 Diagrama a bloques del DSP0F4011	48
Figura A2.4 Diagrama a bloques del A/D de 10bit de alta velocidad.....	49
Figura A3.1 Relación entre la entrada digital D y la salida analógica x	51
Figura A3.2 Error de exactitud en un conversor digital analógico.	52
Figura A3.3 Error de escala en un conversor digital analógico	52
Figura A3.4 Error de offset en un conversor digital analógico	53
Figura A3.5 Error de no linealidad en un conversor digital analógico	53
Figura A3.6 Error de no linealidad diferencial en conversor digital analógico	54
Figura A3.7 Fenómeno de glitch en la conmutación entre dos valores	56
Figura A3.8 Circuito de muestreo y ejemplo de su comportamiento.....	56
Figura A3.9 Circuito de muestreo y retención y ejemplo de su comportamiento...	57
Figura A3.10 Circuito de muestreo y retención y ejemplo de su comportamiento.	57
Figura A3.11 Ejemplo del efecto de las derivas (Droop) y el feedthrough	59
Figura A3.12 Tiempo de apertura. El valor se muestra después de un retardo	59
Figura A3.13 Ejemplo del tiempo de adquisición.....	60
Figura A3.14 graficas de transferencia de un conversor análogo digital de 3 bits .	62
Figura A3.15 Error de histéresis en un conversor analógico digital	62
Figura A3.16 Muestreo de una señal variable en el tiempo	63
Figura A3.17: Teorema del muestreo de Nyquist.....	65

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1 Valores del exponente de Hurst para el análisis de señales	24
Tabla A1.1 Descripción de la función de los pines.	45

GLOSARIO

Acelerómetro. Acelerómetro: Sensor y transductor cuya entrada es la amplitud de aceleración y tiene una salida de voltaje de baja impedancia.

Análisis Espectral: Es la interpretación que se le hace a un espectro para determinar el significado físico de lo que pasa en una máquina.

Amortiguamiento. Se define como la capacidad de un sistema o cuerpo para disipar energía cinética en otro tipo de energía.

Amplitud. Es el valor máximo que puede alcanzar una señal o voltaje.

Armónico. Es el resultado de una serie de variaciones de una señal en frecuencia.

Bi particionado. Muestra o población dividida en dos partes.

Bifurcaciones. Es el acto de la división en partes.

Chatter. Vibraciones.

CM. Mecanizado convencional.

CNC. Control numérico computarizado.

DAQ. Tarjeta de adquisición de datos.

Dinamómetro. Instrumento para medir fuerzas, basado en la capacidad de deformación de los cuerpos elásticos.

Discretización. Se refiere a la reconstrucción de una señal por medio de puntos o muestras en un tiempo específico.

DSP. Procesador de señales discretas por ejemplo el microcontrolador DSP30F4011.

Estabilidad dinámica. Se define como la habilidad de conservar una condición estable durante el maquinado de una pieza.

FEM. Fuerza electromotriz.

Fluctuación. Es la variación que puede tener una señal en su amplitud en un tiempo determinado.

Fractal. Es la relación con un modelo matemático que describe y estudia objetos y fenómenos frecuentes en la naturaleza que no se pueden explicar por las teorías clásicas y que se obtienen mediante simulaciones del proceso que los crea.

Frecuencia. Es el número de veces que se repite una señal en el tiempo.

Galga extensiométrica. Son sensores cuya resistencia varía con la fuerza aplicada; convierte la fuerza, presión, tensión, peso en un cambio de la resistencia eléctrica el cual puede ser medido.

Husillo. Tornillo metálico o de madera utilizado para el movimiento de las prensas y otras máquinas similares.

Interfase. Es un elemento que sirve de acoplamiento entre dos etapas diferentes.

Magnitud. Es un valor asociado a una propiedad física o cualidad medible de un sistema físico.

MEMS. Sistema micro electromecánico.

Molienda. Proceso que consiste en desmenuzar una materia sólida, especialmente granos o frutos, golpeándola con algo o frotándola entre dos piezas duras hasta reducirla a trozos muy pequeños, a polvo o a líquido.

Monitoreo. Es el proceso sistemático de recolectar, analizar y utilizar información para hacer seguimiento al progreso de un programa o desempeño de un equipo.

Análisis modal. Es un método teórico y experimental mediante el cual se obtienen las características dinámicas inherentes de una estructura.

Piezoeléctrico. Elemento que genera una cantidad de voltaje cuando se deforma.

Resonancia. Se refiere a movimientos periódicos o casi periódicos en que se produce reforzamiento de una oscilación al someter el sistema a oscilaciones de una frecuencia determinada.

Rugosidad. Arruga o pliegue de un material.

Señal: Es toda información de magnitud física variable que se convierte a magnitud eléctrica mediante un transductor.

Sistema dinámico. Es un sistema cuyo estado evoluciona con el tiempo.

Transductor. Dispositivo que tiene la misión de recibir energía de una naturaleza eléctrica, mecánica, acústica y suministrar otra energía de diferente naturaleza.

Transitorio. Algo transitorio es lo relativo a una transición o cambio, es decir, lo opuesto a permanente.

Valor pico. Amplitud máxima que puede alcanzar una señal en el primer semi-ciclo.

VAM. Vibraciones de mecanizado asistido.

Vibraciones auto-inducidas. Se denomina vibración a la propagación de ondas elásticas que producen deformaciones y tensiones sobre un medio continuo, en los procesos de maquinado estas vibraciones se retroalimentan de forma indefinida.

CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 ANTECEDENTES

Las vibraciones son normalmente el producto de la transmisión de fuerzas lo que provoca el desgaste o deterioro de las máquinas. A través de determinados elementos de las mismas, una fracción de estas fuerzas es disipada hacia el exterior mediante los apoyos, uniones o herramientas lo que permite medir la vibración debida a las fuerzas excitadoras. Las vibraciones mecánicas en la actualidad han adquirido gran importancia debido a que se puede determinar el desgaste prematuro de alguna pieza o los malos acabados producidos en un torno por la pérdida de estabilidad dinámica (1).

Las vibraciones auto-inducidas son una limitante importante de la productividad en los procesos de maquinado, debido a la presencia de vibraciones de gran amplitud causan un acabado superficial deficiente en la pieza de trabajo, así como un deterioro paulatino de los husillos, rodamientos y reducción de la vida útil de las herramientas de corte (2).

Vela (3) explica que los modelos dinámicos para la predicción analítica de las vibraciones en procesos de maquinado se pueden adecuar a un sistema de maquinado particular ya que están definidos por la distribución de masa, rigidez y razón de amortiguamiento, que proporcionan al sistema una naturaleza vibratoria particular. Los parámetros involucrados en el proceso de corte son la masa, la rigidez y la razón de amortiguamiento equivalentes del sistema dinámico.

Vela (3) Afirma que los parámetros son difíciles de determinar con precisión de manera analítica debido a variaciones en las propiedades del material, condición de la herramienta de corte, condiciones geométricas y dinámicas del proceso de corte, así como no linealidades de la estructura.

Considera que la medición experimental de estas características dinámicas es una alternativa importante para tener un mejor entendimiento del comportamiento del fenómeno físico.

El desarrollo de la electrónica y la computación ha propiciado de manera satisfactoria el desarrollo de técnicas de análisis de señales con aplicación al procesamiento de señales vibratorias. El alto costo de instrumentos comerciales para la recolección y análisis de vibraciones, así como su arquitectura cerrada, ha llevado a buscar nuevas alternativas.

Los "instrumentos virtuales" o instrumentos basados en sistemas de adquisición de datos constituyen una herramienta poderosa para el desarrollo de instrumentos más económicos y flexibles (4).

La tecnología moderna proporciona una serie de métodos que permiten analizar las vibraciones mecánicas mediante modelos matemáticos implementados en circuitos integrados que dan respuesta a partir de señales adquiridas por sensores que monitorean en línea un proceso durante un tiempo específico de trabajo. El mantenimiento predictivo en una maquinaria se realiza con mayor eficiencia ya que se sustituyen solo las piezas desgastadas que fueron analizadas previamente, el resultado se refleja en la calidad de producción y la reducción de gastos (4).

Un modelo predictivo analítico es propuesto para predecir las fuerzas de corte en vibraciones de mecanizado asistido (VAM), y el modelo demuestra que es exacta en comparación con la FEM. Un análisis de estabilidad basado en este modelo se realiza para comparar la diferencia en los comportamientos de estabilidad entre CM y el VAM. Añade la vibración sinusoidal a la herramienta para el mecanizado convencional (CM). Mejora efectivamente la calidad del mecanizado al incorporar las propiedades del material, geometría de la herramienta, condiciones y parámetros de vibración de corte (5). Las vibraciones mecánicas se pueden analizar mediante sensores inalámbricos para diversas aplicaciones.

Internamente contienen un generador piezoeléctrico de 4Mhz y pueden transmitir información a una distancia de 20 m. Con el desarrollo un circuito electrónico se puede evaluar el rendimiento de la herramienta de corte mediante la medición de vibración en el proceso, una herramienta de corte desgastada influye en el nivel de las vibraciones mientras la cantidad de la energía cosechada propicia un aumento de temperatura durante el maquinado.

Con aplicaciones virtuales es posible realizar el monitoreo de una máquina desde otro lugar a través de internet lo que otorga grandes ventajas para análisis posteriores (6).

1.2 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

La optimización de los parámetros de operación en un proceso de maquinado consiste en maximizar la razón de remoción de material y prolongar la vida útil de las herramientas de corte, sin afectar la calidad superficial de la pieza de trabajo. La razón de remoción de material es la cantidad de material removido por unidad de tiempo, por lo cual depende de la profundidad de corte, el avance y la velocidad. Sin embargo, altas profundidades de corte y altas velocidades generan fuerzas excesivas y altas temperaturas respectivamente, lo cual acelera el desgaste de la herramienta de corte.

Además, en ciertas condiciones de operación se presenta un fenómeno de vibración auto-inducida, condición dañina que genera superficies onduladas con una rugosidad fuera de especificaciones, la posible ruptura de la herramienta y el deterioro de los sistemas mecánicos (7).

Actualmente no es común que los centros de maquinado CNC de alta velocidad cuenten con un sistema de monitoreo de la estabilidad dinámica. Por lo que no se puede detectar oportunamente cuando el sistema sale de los rangos permitidos de operación.

Las piezas obtenidas son de mala calidad y también se reduce la vida útil de la herramienta de corte como consecuencia de las vibraciones mecánicas durante el proceso de maquinado.

1.3 JUSTIFICACIÓN

Los procesos de maquinados son complejos y presentan comportamientos no lineales y transitorios. Las vibraciones auto-inducidas limitan la productividad de los procesos de maquinado de productos metálicos. Se trata de un problema de inestabilidad dinámica que restringe la razón de remoción de material; además, afecta la calidad superficial de las piezas y acelera el deterioro de las herramientas de corte y los elementos mecánicos de los husillos (3).

En otras aplicaciones como en el proceso de rectificado sin centro las irregularidades geométricas que presenta la pieza de trabajo son la fuente de inestabilidad dinámica y se caracterizan por generar un fenómeno de autoexcitación no lineal. A ciertas condiciones de corte, la superficie cilíndrica se deforma, este efecto produce dos factores que provocan el comportamiento no lineal, por un lado se genera aceleraciones verticales con saltos tipos "Jerk"; y por otro lado la falta de cilíndricidad hace que la pieza pierda contacto con la rueda de rectificadora, lo que modifica la rigidez del sistema y la hace no lineal (8).

La estabilidad dinámica en procesos de maquinado es de gran importancia para el acabado de una pieza. Con el análisis las muestras de las vibraciones mecánicas es posible determinar el punto de operación adecuado del sistema. Se pueden aplicar modelos dinámicos para la predicción de las vibraciones mecánicas en procesos de maquinado los cuales se pueden adecuar a un sistema en particular por medio de sus parámetros definidos por la distribución de la masa, rigidez y amortiguamiento que proporcionan al sistema una naturaleza vibratoria particular.

Por lo que es de gran importancia diseñar un sistema que monitoree las vibraciones mecánicas con el fin de predecir oportunamente la inestabilidad del sistema y alertar al operador del equipo. Los beneficios son para las industrias que fabrican piezas con equipos de maquinado al reducir los tiempos de producción y el desperdicio de material por piezas deficientes.

1.4 OBJETIVO GENERAL

Desarrollar un dispositivo para monitorear las condiciones de estabilidad dinámica durante el maquinado de alta velocidad por medio de acelerómetro para detectar las vibraciones al implementar el método de escalonamiento R/S y el algoritmo de Hurst en un DSP y alertar al operador en caso de inestabilidad en el sistema.

1.4.1 Objetivos específicos.

Estudiar las vibraciones mecánicas producidas en un torno durante el maquinado e identificar los puntos de operación adecuados con la implementación del modelo matemático de Hurst.

Construir un dispositivo que permita monitorear las condiciones de estabilidad dinámica durante un proceso de torneado a partir de la medición de las vibraciones con un acelerómetro.

1.5 HIPÓTESIS

Es posible predecir la estabilidad dinámica de un proceso de torneado a partir del algoritmo de Hurst.

Es posible monitorear la estabilidad dinámica a partir de las vibraciones mecánicas en procesos de maquinado de alta velocidad.

CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO.

En las operaciones de mecanizado las herramientas de corte están sometidas a condiciones de corte adversas como son grandes esfuerzos mecánicos, fricción entre distintos materiales, en algunos casos con durezas bastante elevadas y muy altas temperaturas producidas por el rozamiento.

2.1 VIBRACIONES AUTO INDUCIDAS

Taylor (1907) identificó un tipo de vibración auto-inducida como una limitante de la productividad en procesos de corte. Las vibraciones auto-excitadas en mecanizado constituyen uno de los mayores problemas en aquellos procesos de corte donde el filo de la herramienta vuelve a pasar por una superficie previamente mecanizada, tal es el caso del torneado, fresado, mandrinado, taladrado, etc.

Si esa superficie no es perfecta, sino que posee una ondulación, puede ocurrir que durante el siguiente paso de la herramienta (siguiente vuelta en torneado o paso de diente en fresado), ésta encuentre un exceso de material inicialmente no previsto, se puede producir entonces una modulación de unas fuerzas de corte que inicialmente se daban como estables y constantes. El origen de la vibración relativa pieza-herramienta puede ser un grano duro o discontinuidad en el material.

El sistema devuelve una respuesta en función de sus características dinámicas al realimentar el defecto inicial que es un desplazamiento relativo entre pieza y herramienta.

El dibujo vibratorio producido en la superficie de la pieza de trabajo por el primer corte influirá en la ejecución del siguiente corte. Esta vibración ocasiona fluctuaciones por lo que genera nuevas oscilaciones entre la herramienta de corte y la pieza de trabajo. Este proceso se le conoce como "regeneración" y puede tener una importante influencia en la estabilidad del sistema, porque representa una señal vibratoria retroalimentada que entra al cuadro del proceso.

El Chatter afecta de manera negativa en el mecanizado con arranque de material, las vibraciones producidas dan como resultado mayor rugosidad superficial de las piezas mecanizadas. Por tanto, las características fundamentales de las vibraciones auto-excitadas son:

1. La amplitud de vibración se incrementa hasta que se estabiliza a un valor constante.
2. La frecuencia de la vibración está cercana a la frecuencia natural del sistema.
3. No hay fuerza periódica externa.
4. Existe una fuerza de energía estacionaria a partir de la cual el sistema produce una fuerza periódica a través de su propia vibración.

El chatter tipo A es el más habitual y se refiere a condiciones donde la herramienta presenta una fuerte componente de vibración en la dirección de avance de la herramienta.

El chatter tipo B se produce en herramientas con una fuerte tendencia a vibrar en la dirección de la velocidad de corte.

Los primeros trabajos fundamentales en la investigación del chatter se realizaron en la década de los cuarenta. En un principio se consideraba que el chatter era debido al efecto de amortiguamiento negativo del proceso de corte.

Esta idea fue desafiada por Tobias y Fishwick, que explicaron que las raíces principales del chatter y vibraciones autoexcitadas eran la regeneración del espesor de la viruta y el acoplamiento de nodos de manera que éste se representa por la siguiente ecuación:

$$h(t) = h_0 + x(t) - x(t - \tau) \quad (2.1)$$

Donde h_0 es el espesor nominal, $x(t)$ es el desplazamiento de la herramienta en el paso actual de corte, mientras que $x(t - \tau)$ es el desplazamiento en el paso previo y τ es el retraso en el tiempo correspondiente al tiempo que tarda la pieza en dar una revolución, de acuerdo con la velocidad del husillo (9).

Esta idea de la regeneración creó un nuevo método de análisis de estabilidad que fue posteriormente utilizado por muchos investigadores, además facilitó la comprensión y predicción del chatter. La mayoría de los desarrollos teóricos y experimentales fueron enfocados únicamente hacia procesos de corte continuos, como el torneado (3).

Existen varios métodos para medir las vibraciones mecánicas uno de ellos propuesto por Wilson (10) que consiste en un aparato para monitorear y limitar la fuerza de corte en el proceso de torneado mediante un dispositivo basado en un arreglo de celdas de carga las cuales son transductores que se utilizan para convertir una fuerza en una señal eléctrica producida al deformar una galga extensiométrica capaz de convertir el desplazamiento o deformación en señales eléctricas del orden de los milivoltios enviados a una tarjeta electrónica capaz de medir las fuerzas de corte y las vibraciones durante el proceso de maquinado.

Barrera (11) propuso como instrumento transductor para detectar las vibraciones mecánicas un acelerómetro del tipo piezoeléctrico. La señal eléctrica (analógica) generada por el transductor, es directamente proporcional a la magnitud de la vibración, es digitalizada por medio de una tarjeta tipo DAQ. La fase de adquisición de datos, acondicionamiento, procesamiento de la señal se hizo por medio de un DSP (Digital Signal Processing).

Vela (3) propuso un portaherramientas instrumentado con un acelerómetro tipo MEMS (micro electromechanical system) y un transductor de temperatura de estado sólido conectados a un circuito electrónico.

Con el fin de monitorear las condiciones de estabilidad dinámica durante un proceso de torneado para prevenir las vibraciones auto-excitadas, así como la estimación de la temperatura en la zona de corte.

Menciona que las vibraciones generadas durante el proceso de corte guardan información acerca de la naturaleza dinámica del proceso, la cual se puede obtener a partir de la medición experimental de las vibraciones en el dominio del tiempo y su conversión digital al dominio de la frecuencia. Determina que con los espectros de frecuencia se calcula una función de transferencia de la estructura y con ésta se pueden obtener los parámetros modales con técnicas de análisis modal.

Los cuales se emplean para calcular las condiciones de estabilidad dinámica por medio de modelos analíticos para la predicción de vibraciones auto-excitadas. Por lo que concluye que es posible conocer la profundidad de corte crítica para una determinada condición de operación del proceso de corte en tiempo real (3).

El coeficiente o exponente de Hurst es una medida de independencia de las series de tiempo que fue estudiada inicialmente por el científico británico Harold Edwin Hurst (1880-1978), como elemento para distinguir series fractales. Hurst descubrió que muchos fenómenos naturales exhiben un comportamiento que puede ser caracterizado por un proceso aleatorio sesgado, en el cual existe "memoria de largo plazo" entre las observaciones, es decir, que los eventos de un periodo influyen en todos los siguientes.

Mide el crecimiento de las fluctuaciones de la población al aumentar el intervalo de tiempo Δt . Esto significa que cuanto mayor es el exponente de Hurst de una población más rápido aumenta el rango de las fluctuaciones (12).

En una serie temporal con estructura fractal sería de esperar que los coeficientes de Hurst medidos por el método del crecimiento del momento de orden dos, del crecimiento del rango y del momento de orden dos, fueran parecidos.

El análisis R/S es un método estadístico del análisis fractal, empleado para detectar la presencia de correlaciones de rango largo en datos históricos o secuencias de tiempo.

2.2 EL MÉTODO PROPUESTO POR HURST (1965)

Está orientado a descubrir la presencia o ausencia de estructuras de correlación en series de tiempo. El objetivo es estimar un exponente de escalamiento fractal, conocido como exponente de Hurst, sobre un cierto rango de escalas de tiempo. Este análisis compara la correlación en series de tiempo medida a diferentes escalas de tiempo. Si existe correlación, entonces las dinámicas de escalas de tiempo corto están relacionadas con aquellas escalas de tiempo más largo (3).

R=Rango

S= Desviación estándar

τ = Tiempo

H=Exponente de Hurst

$$\frac{R}{S} = \left(\frac{1}{2} \tau \right)^H$$

(2.2)

2.2.1 Valores de coeficiente de Hurst

Si $H=0.5$ (ruido blanco) implica un proceso completamente aleatorio e independiente, con ausencia de correlación entre los incrementos de la señal. Correlación = 0.

Si $0.5 < H \leq 1$ implica series de tiempo que muestran procesos persistentes o correlacionados (un periodo de crecimiento es seguido de otro análogo) y presentan un aspecto suave. Una serie persistente está caracterizada por efectos de memoria de largo plazo.

Teóricamente lo que suceda hoy impactará en el futuro por siempre, todos los cambios diarios están correlacionados con todos los cambios futuros. Se ha encontrado que las series persistentes son las más comunes en la naturaleza.

Un $H=1$ indicaría un comportamiento determinístico. A este comportamiento también se le atribuye el nombre de Ruido Negro, ya que se relaciona con procesos cíclicos de largo plazo, como niveles de ríos, cambios de precios en la bolsa de valores, entre otros.

Si $0 \leq H < 0.5$ corresponde a un comportamiento de anti-persistencia o anti-correlacional en la serie de tiempo (un periodo de crecimiento es seguido de otro de decrecimiento) que se caracteriza por un mayor contenido de alta frecuencia. Un incremento en los sucesos del pasado, supone un descenso en los sucesos futuros y viceversa.

Un sistema anti-persistente tiende a regresar constantemente al lugar de procedencia y tienen la particularidad de ser señales muy irregulares. A este tipo de comportamientos se le conoce también como Ruido Rosa y se caracterizan por que abundan en la naturaleza y se encuentran relacionados con procesos de turbulencia (13).

Iglesias (14) menciona que una predicción precisa del chatter en la molienda es todavía uno de los problemas más complejos en el campo. Debido a estas vibraciones autoexcitadas pueden estropear la superficie de la pieza y también reducir la vida útil de la herramienta. Comenta que los diagramas de estabilidad proporcionan una selección de condiciones óptimas de corte determinadas por el dominio del tiempo o la frecuencia al resolver los problemas de valores pico.

Propone nuevas fórmulas analíticas relacionadas con los parámetros de ambos límites de estabilidad de tipo Hopf (teorema que se basa en un sistema dinámico evaluado en un punto de equilibrio.) En el modelo mecánico regenerativo de los procesos de fresado periódico. Asegura que las nuevas fórmulas son útiles para enriquecer y acelerar los métodos numéricos utilizados actualmente (14).

Rubio (15) presenta un método para la detección de chatter en piezas cilíndricas rectificadas mediante esquemas de procesamiento digital con la transformada wavelet. Mediante un montaje experimental puede medir las vibraciones así como el resultado del procesamiento que muestra las bondades del uso de la técnica. Señala que el método es capaz de identificar adecuadamente las marcas de vibrado, estimar su magnitud, y proporcionar información de su distribución espacial sobre la periferia de la pieza de trabajo (15).

2.3 LA TRANSFORMADA WAVELET

Es la convolución de la función wavelet con la señal. Si esta función se correlaciona fuertemente con la señal a una escala específica y localización, entonces se obtiene un coeficiente con un valor grande. Si la wavelet y la señal no se correlacionan, entonces el valor de la transformada es pequeño.

Las componentes estructuradas de una señal estarán bien representadas por grupos de coeficientes con valores altos, mientras que las componentes no estructuradas de la señal se proyectarán casi igual en todo el análisis con coeficientes bajos, lo que permitirá separar fácilmente ambas componentes en el dominio de la transformada wavelet (15).

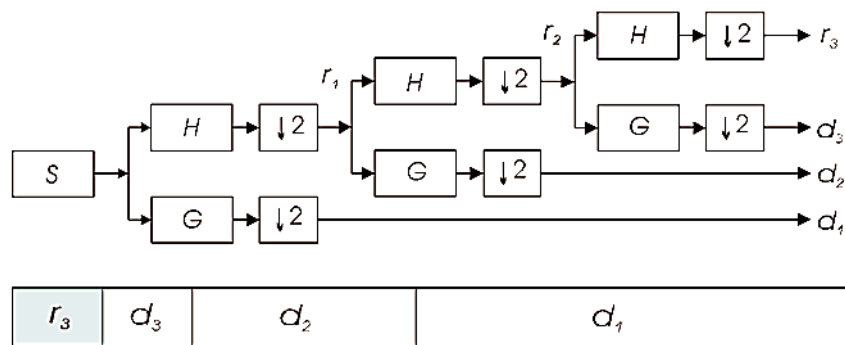


Figura 2.1: Esquema piramidal de procesamiento de datos.

La función de escala es:
$$a_i = h_0 s_{2i} + h_1 s_{2i+1} + h_2 s_{2i+2} + h_3 s_{2i+3} \quad (2.3)$$

Los coeficientes de la función de escalera son los siguientes:

$$h_0 = \frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad h_1 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad h_2 = \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad h_3 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad (2.4)$$

La función wavelet es: $c_i = g_0 s_{2i} + g_1 s_{2i+1} + g_2 s_{2i+2} + g_3 s_{2i+3}$ (2.5)

Rubio (15) concluye que el método es simple, directo y los requerimientos de la técnica no representan un gran costo económico ni computacional, por lo que es viable su implantación en sistemas de producción en línea para la identificación automática del vibrado.

Pérez (16) utilizó dos metodologías con el fin de identificar inestabilidades en un sistema de rectificado industrial. La transformada continua de ondeletas y el exponente fractal de Hurst. Explica que la transformada de ondeletas (wavelets) proporciona información temporal de las frecuencias, permite identificar fenómenos transitorios y no lineales.

Mientras que el exponente fractal de Hurst explota la estructura compleja - fractal de las señales provenientes de procesos de maquinados, así mismo, el exponente de Hurst es un indicador de las correlaciones a largo plazo que se presentan en la señal.

La importancia del exponente de Hurst para el análisis de series de tiempo es que además de ser un índice fractal es un indicador del tipo de correlación a largo plazo que se está presentando en la serie, esto implica que la correlación puede ser persistente, anti-persistente o que no haya correlación (16) .

En el campo de la ingeniería mecánica el exponente de Hurst ha sido escasamente utilizado. Vela (3) detectó vibraciones auto-inducidas en procesos de fresado, mostró que este tipo de inestabilidades está relacionado con una correlación anti-persistente en las señales de aceleración.

Pérez (16) afirma que las inestabilidades dinámicas en procesos de rectificado presentan normalmente comportamientos no lineales y transitorios, que la transformada de ondeletas puede ser una metodología efectiva debido a que proporciona información temporal de las variaciones de la respuesta en frecuencia. Expone que hay diferentes transformadas de ondeletas, las más comunes son la transformada continua y la transformada discreta. La función ondeleta madre que mejor correlaciona el comportamiento dinámico de un sistema mecánico es la función Morlet, la cual está definida por la siguiente expresión:

Dónde: f_0 , α , β son constantes

$$\psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) = e^{\left(\frac{j2\pi f_0(t-\tau)}{s}\right)} e^{\left(\frac{-\alpha(t-\tau)^2}{s^2\beta^2}\right)} \quad (2.6)$$

Vela (7) concluye que el fenómeno de vibraciones auto inducidas está caracterizado por la presencia de ciclos limite y el fenómeno de salto el cual es un cambio súbito de la función de respuesta a la frecuencia (17). atribuidos a los términos de rigidez no lineales. En la siguiente imagen se representa un proceso de torneado con un grado de libertad donde se espera que se presente el fenómeno de salto asociado a la presencia de bifurcaciones subcríticas en el espacio de la fase del sistema (17) (18).

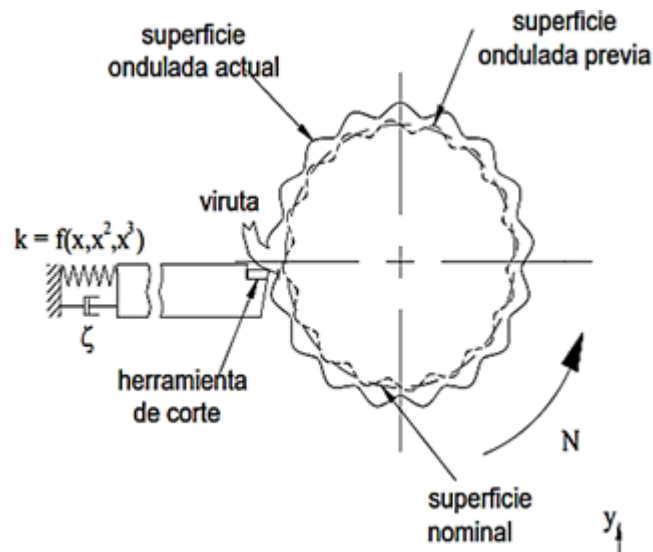


Figura 2.2: Modelo de un grado de libertad para el proceso de torneado con rigidez estructural no lineal (7).

La solución aproximada se construye con el método de escalas múltiples y el resultado obtenido es:

$$\begin{aligned}
 x(t) = & \varepsilon a \cos(\omega_c t + \varphi) \\
 & + \frac{1}{2} \varepsilon^2 a^2 \left[\frac{1}{\gamma^2 + \delta^2} (C_{IR} \cos 2(\omega_c t + \varphi) - C_{II} \sin 2(\omega_c t + \varphi)) \right. \\
 & \left. + \frac{1}{\omega_n^2 + \alpha_1 \hat{K}} (2\alpha_2 \hat{K} (1 - \cos \omega_c \tau) - \beta_1) \right]
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Vela (7) confirma que el termino estructural de tipo cubico genera el fenómeno de salto en la función de la respuesta a la frecuencia, alrededor de la frecuencia natural, la cual es más notoria en condiciones de inestabilidad dinámica severa. Corroboro que las vibraciones auto-inducidas presentan el fenómeno de salto alrededor de su frecuencia natural o alguno de sus armónicos.

Lamraoui (19) menciona que la detección de la vibración es crucial en el proceso de mecanizado y su monitorización es una cuestión clave para garantizar una mejor calidad de superficie, aumentar la productividad y proteger tanto la máquina como la pieza de trabajo. Presenta una investigación de la monitorización de vibraciones en el proceso de mecanizado a alta velocidad sobre la base del análisis de fuerzas de corte y velocidades angulares instantáneas (IAS) en el dominio angular.

Desarrolla indicadores de vibración a partir de las partes periódicas y residuales de las señales de velocidad angular y fuerza de corte para la detección exitosa del fenómeno del chatter. Con el uso de tres acelerómetros uniaxiales (PCB352C22) para registrar las vibraciones dos de ellos vinculados al soporte de husillo y orientados en los ejes X ,Y paralelos a los ejes de la máquina.

El tercer acelerómetro unido a la pieza de trabajo y orientado a lo largo de la pieza de corte paralelo al eje Y del centro de la máquina (19).

Afirma que el análisis del desplazamiento angular es útil para observar el comportamiento de las fuerzas de corte durante cada revolución ya que proporciona información sobre la estabilidad del sistema. Por lo que las fuerzas son características eficaces para la detección del chatter en el sistema de supervisión ya que la mayoría de las frecuencias de vibración se localizan cerca de la resonancia.

Lamraoui (19) concluye que el análisis de datos de las fuerzas de corte en el desplazamiento angular es de gran importancia para el monitoreo de vibración. Los dinamómetros y la medida de la fuerza de corte son adecuados en el laboratorio.

Desafortunadamente, incluso si el dinamómetro se puede utilizar de forma eficiente para la identificación de vibraciones en fresado de ranuras en ensayos de laboratorio, no es práctico en máquinas de producción debido a la limitación del tamaño de la pieza, alta sensibilidad a la sobrecarga y altos costes.

Por tanto es posible desarrollar un sistema de monitoreo de bajo costo por medio de acelerómetros para la detección de vibraciones en operaciones de mecanizado industrial (19).

Munoa (20) afirma que el uso de acelerómetros como sensores predictivos de la aparición del chatter es de gran ayuda como método predictivo por medio de lecturas confiables que permitan tomar acciones para reducirlo ya que tienen una velocidad de respuesta elevada.

Con ellos es posible generar puntos de ajuste de velocidad adicionales para la supresión del chatter debido a varias razones la primera es que es adecuado para el uso un industrial, la segunda es que se pueden crear sistemas de control de lazo cerrado de alta velocidad. Tercera permite tener un valor de amortiguamiento elevado con una ganancia proporcional a la velocidad (20).

Lorenzo (21) creo un accesorio inteligente para controlar el chatter, experimentó con acelerómetros PCB356A32 y piezo actuadores para mitigar las vibraciones en el proceso de fresado en tiempo real para la reducción del chatter.

Utilizo dos de ellos sujetos al fondo del accesorio para medir las vibraciones de cada etapa dinámica, mientras que el tercero lo coloco en la base del alojamiento del husillo para obtener una mejor estimación de las vibraciones de la punta de la herramienta.

Concluye que con el uso de acelerómetros en el proceso de corte se redujo considerablemente el fenómeno de chatter con lo cual permite utilizar profundidades más altas de corte con menor nivel de vibración, aumentando potencialmente la productividad.

Comark (22) demuestra un diseño óptimo de herramientas de fresado de geometría variable para maximizar la estabilidad de vibración. En la que presenta un modelo geométrico desarrollado para herramientas de fresado generalizadas mediante la utilización de sensores de desplazamiento laser y un micrófono.

Propone dos formulaciones de estabilidad utilizadas para el análisis generalizado de chatter de herramientas de fresado, para saber el método de semi discretización y la aproximación de orden cero. En donde se podrá seleccionar de forma óptima las variaciones del ángulo de tono y de hélice a través de ejemplos de casos que se verifican experimentalmente.

El procedimiento puede utilizarse para el diseño de herramientas de fresado variables para maximizar los límites de estabilidad de vibración para velocidades de husillo deseadas. Con lo que se presenta una nueva metodología de diseño para herramientas de paso variable para determinar la mejor geometría de paso para una la condición de corte y aumentar la estabilidad dinámica de una manera eficiente en el tiempo (22).

Comark (22) concluye al afirmar que la dinámica y la estabilidad de las herramientas de paso variable y hélice fueron modeladas y resueltas con el objetivo de desarrollar un método práctico para la selección óptima de geometría de herramienta variable para aumentar la estabilidad de fresado.

Rodríguez (23) afirma que el coeficiente de Hurst es de gran utilidad para estimar cualquier análisis, el parámetro α de la distribución estable para una serie financiera en periodos de alta volatilidad. Mediante la estimación del coeficiente de Hurst y el parámetro α se busca explorar la violación de dos grandes supuestos en la modelación de series financieras.

Supone que las series presentan una distribución normal y que los rendimientos sucesivos son independientes, analiza el caso del tipo de cambio peso-dólar en México en el periodo 1992-2011. Menciona que uno de los principales resultados es la identificación de características fractales y colas pesadas en la serie para algunos periodos en magnitudes diferenciadas.

Demuestra que dichas diferencias se acentúan en periodos de crisis, sugiere que al caracterizar la serie mediante estos parámetros a través de un índice permitirá mejorar la toma de decisiones sobre el tipo de análisis que es metodológicamente correcto aplicar en una ventana de tiempo específica, ya sea para una valuación de activos o para la gestión de riesgos (23).

Rodríguez (23) concluye que la teoría fractal incorpora al análisis la dependencia de la serie en el tiempo, la utilización de la distribución estable permite dar mayor validez al análisis realizado al poder modelar la impulsividad de las series financieras.

Lamhiri afirma que el coeficiente de Hurst es de gran utilidad para estimar cualquier análisis por lo que recopila los precios de cierre diarios de los sectores industriales de la Bolsa de Valores de Casablanca para el período comprendido entre enero de 2009 y diciembre de 2011.

En sectores industriales considerados como la banca, la construcción, Alimentos, seguros y transporte. El análisis se realiza sobre los rendimientos diarios calculados como primera diferencia del nivel logarítmico de precios.

Expone el problema de la modelización topológica de la Bolsa de Valores de Casa blanca (CSE) como una red compleja durante tres regímenes de mercado diferentes: tendencia general caracterizada por altibajos, tendencia creciente y tendencia decreciente, utiliza un conjunto de siete diferentes estimaciones de exponentes de Hurst para caracterizar la dependencia de largo alcance en cada proceso de generación del sector industrial (24).

Con un enfoque de agrupación jerárquica para examinar los co-movimientos de los sectores industriales de la Bolsa de Valores de Casa blanca. Cuyo objetivo es investigar si las estructuras de los clústeres son similares en la variable creciente y decreciente de las estimaciones de Hurst.

Lamhiri (24) concluye que los exponentes de Hurst tienen diferencias estadísticamente diferentes. De acuerdo con estos hallazgos, los exponentes de Hurst pueden ser buenos candidatos para formar un vector de características que caracterizan la dinámica de los sectores industriales de la bolsa de valores y también para construir árboles jerárquicos utilizados para dibujar la topología de la bolsa de valores de Casablanca.

CAPITULO 3 PROCEDIMIENTO DE INVESTIGACION.

Las señales comúnmente analizadas en experimentos acústicos o de vibración son: Señal armónica. Un armónico es el resultado de una serie de variaciones adecuadamente acomodadas en un rango o frecuencia de emisión. En la figura 3.1 se muestran los tipos de armónicos que pueden producirse durante el proceso de maquinado.

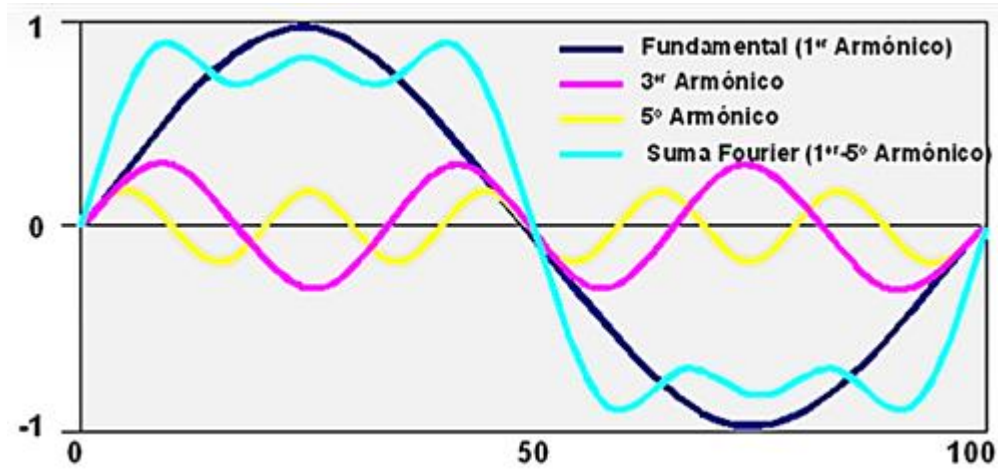


Figura 3.1: Señal armónica periódica (25)

Señal no periódica. Una onda no periódica es una onda compuesta cuyos componentes no tienen relación matemática entre sí. Por lo que no presentan ciclos regulares en su forma. En la figura 3.2 se observa claramente lo complejo que es una señal al asociarse varios armónicos en un tiempo determinado.

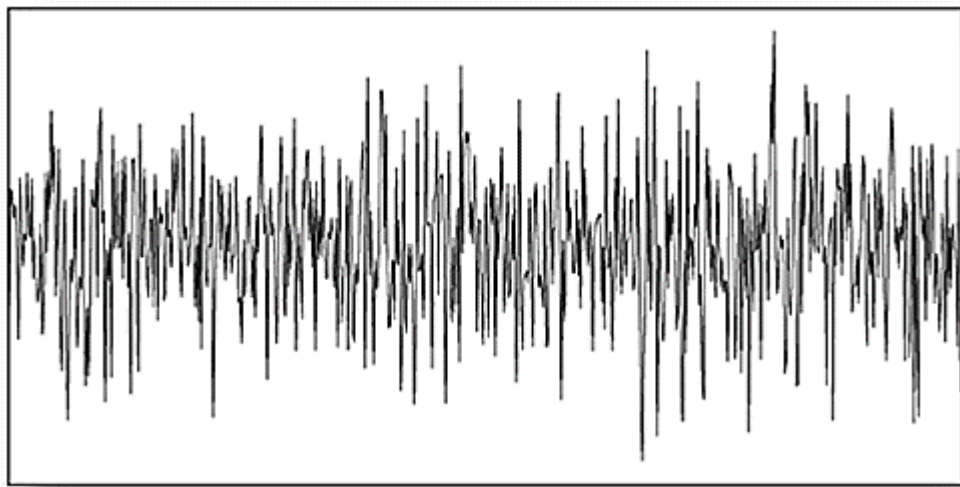


Figura 3.2: Señal armónica no periódica (25)

Por esta razón el sonido está constituido por ondas periódicas y el ruido está constituido por ondas no periódicas. Los métodos más utilizados para el análisis de vibraciones auto-inducidas en procesos de maquinados son:

- Análisis espectral
- Análisis de ondeletas (wavelets)
- Análisis fractal (R/S)

3.1 VIBRACIONES AUTO-INDUCIDAS

Las vibraciones auto-inducidas son señales complejas con componentes armónicos lineales y no lineales.

De acuerdo con la revisión del capítulo anterior se determinó que las vibraciones auto-inducidas son una limitante importante de la productividad en los procesos de maquinado, debido a la presencia de vibraciones de gran amplitud causan un acabado superficial deficiente en la pieza de trabajo, así como un deterioro paulatino de los husillos, rodamientos y reducción de la vida útil de las herramientas de corte (2). Se llegó a la conclusión de que el chatter aparecía cuando no se tenía una superficie perfecta durante el corte debido al exceso de material no previsto que afectaba la estabilidad dinámica del sistema.

Otro factor importante que se encontró es el proceso de regeneración el cual representa una señal vibratoria retroalimentada que entra al cuadro del proceso.

Para la predicción del chatter se aplicaron varios métodos como el de Wilson(10) que consistió en el uso de una galga extensiométrica capaz de convertir el desplazamiento o deformación en señales eléctricas del orden de los milivoltios enviados a una tarjeta electrónica capaz de medir las fuerzas de corte y las vibraciones durante el proceso de maquinado.

Barrera (11) propuso como instrumento transductor para detectar las vibraciones mecánicas un acelerómetro del tipo piezoeléctrico, una tarjeta de adquisición y un microcontrolador.

Vela (3) propuso un portaherramientas instrumentado con un acelerómetro tipo mems (micro electromechanical system) y un transductor de temperatura de estado sólido conectados a un circuito electrónico para monitorear las condiciones de estabilidad dinámica durante un proceso de torneado para prevenir las vibraciones auto-excitadas, así como la estimación de la temperatura en la zona de corte (ver anexo 1).

El desarrollo de la electrónica y la computación ha propiciado de manera satisfactoria el desarrollo de técnicas de análisis de señales con aplicación al procesamiento de señales vibratorias. El alto costo de instrumentos comerciales para la recolección y análisis de vibraciones, así como su arquitectura cerrada, ha llevado a buscar nuevas alternativas.

Munoa (20) afirmó que el uso de acelerómetros como sensores predictivos de la aparición del chatter son de gran ayuda ya que tienen una velocidad de respuesta elevada.

Los "instrumentos virtuales" o instrumentos basados en sistemas de adquisición de datos constituyen una herramienta poderosa para el desarrollo de instrumentos más económicos y flexibles (Estupiñan, 2006).

La tecnología moderna proporciona una serie de métodos que permiten analizar las vibraciones mecánicas mediante modelos matemáticos implementados en circuitos integrados que dan respuesta a partir de señales adquiridas por sensores que monitorean en línea un proceso durante un tiempo específico de trabajo.

No es posible utilizar el análisis lineal en componentes armónicos no lineales por lo que se descarta.

Se decidió utilizar el método de análisis fractal (R/S) y el exponente de Hurst ya que es un método estadístico que detecta las correlaciones de rango en secuencias de tiempo, se basa en la teoría del caos y el análisis fractal.

3.2 ANÁLISIS FRACTAL R/S

Fue el método propuesto por Harold Edwin Hurst (1965) propuso el método, cuyo objetivo es estimar el exponente de escalonamiento fractal conocido como exponente de Hurst.

Está orientado a descubrir la presencia o ausencia de estructuras de correlación en series de tiempo. Si existe correlación entonces la dinámica de escalas de tiempo corto están relacionadas con aquellas escalas de tiempo más largo.

Las técnicas modernas para estimar el exponente de Hurst están basadas en matemáticas fractales aplicadas a una gran diversidad de datos. Rodríguez (23) afirma es de gran utilidad para estimar cualquier análisis, el parámetro "a" de la distribución "a" estable para una serie financiera en periodos de alta volatilidad.

3.3 ESTIMACIÓN DE EXPONENTE DE HURST

De una serie de datos, el análisis R/S se basa en dos factores. El rango R, el cual es la diferencia entre los valores mínimo y máximo acumulados y la desviación estándar S, sobre una longitud de datos dentro del registro completo.

$$\frac{R}{S} = \left(\frac{1}{2} \tau \right)^H \quad (3.1)$$

Donde τ es la longitud de tiempo, R es el rango, S es la desviación estándar y H es el exponente de Hurst.

En la tabla 3.1 se muestran los valores que estableció para determinar el comportamiento de una señal.

Anti-persistente	$0 < H < 0.5$
Paso aleatorio	$H = 0.5$
Persistente	$0.5 < H < 1$

Tabla 3.1. Valores del exponente de Hurst para el análisis de señales.

Para la estimación del exponente de Hurst, se aplicaron las siguientes fórmulas:

El valor medio de los datos.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n X_j \quad (3.2)$$

Cálculo de las desviaciones para conjuntos de datos inferiores a la muestra total.

$$Y_j = X_j - \bar{x} \quad j = 1, 2, \dots, \tau \quad (3.3)$$

Cálculo de las desviaciones acumuladas de los conjuntos de datos anteriores.

$$Z_\tau = \sum_{j=1}^{\tau} Y_j \quad (3.4)$$

Cálculo del rango R a partir de la suma del conjunto de datos que son mayores menos el conjunto de datos que son menores.

$$R_\tau = \max \{Z_\tau\} - \min \{Z_\tau\} \quad (3.5)$$

Cálculo de la desviación estándar del conjunto de datos, u corresponde al valor medio de X1 a X2.

$$S_\tau = \left(\frac{1}{\tau} \sum_{j=1}^{\tau} [X_j - u]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.6)$$

El proceso se repite al dividir en dos la muestra, se calcula el rango re-escalado $(R/S)_j$ para múltiples regiones o muestras, la figura 3.3 se ejemplifica el proceso.

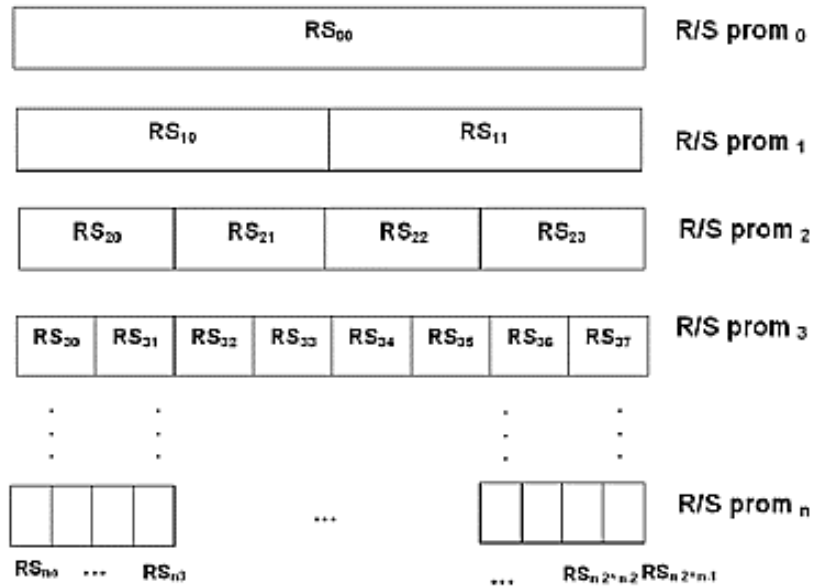


Figura 3.3: Proceso de subdivisión de los datos.

El proceso se detiene cuando las muestras son pequeñas (datos menores a 10, figura 3.4). Se estimó el exponente de Hurst al crear un vector de puntos $(\log x, \log y)$ en donde $\log x$ corresponde al tamaño de la región de datos y $\log y$ corresponde al valor de R/S .

Grafica de supuestos para el exponente de Hurst

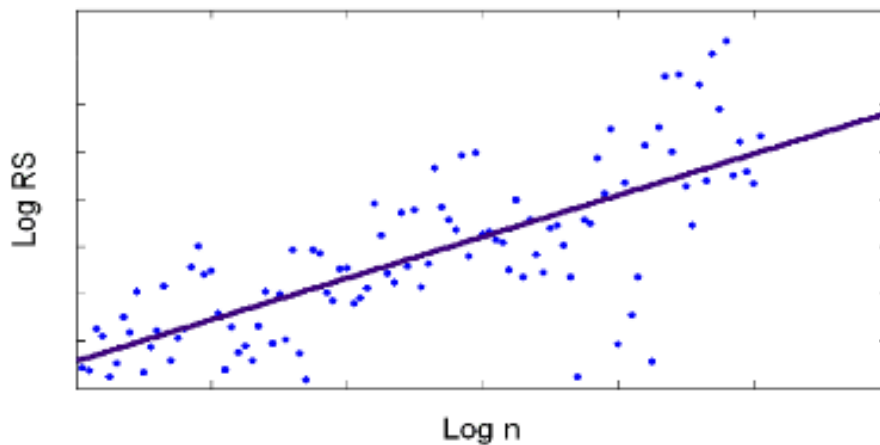


Figura 3.4: Ajuste de la curva log x-log y

El presente trabajo se enfocó en el análisis de vibraciones mecánicas producidas en el torno ILSA TR 1000 el cual presentó exceso de vibración durante el maquinado con lo que afectó la calidad del acabado de las piezas. Esto es una de las problemáticas más comunes en la mayoría de los tornos convencionales, el torno utilizado se ilustra en la siguiente figura 3.5.

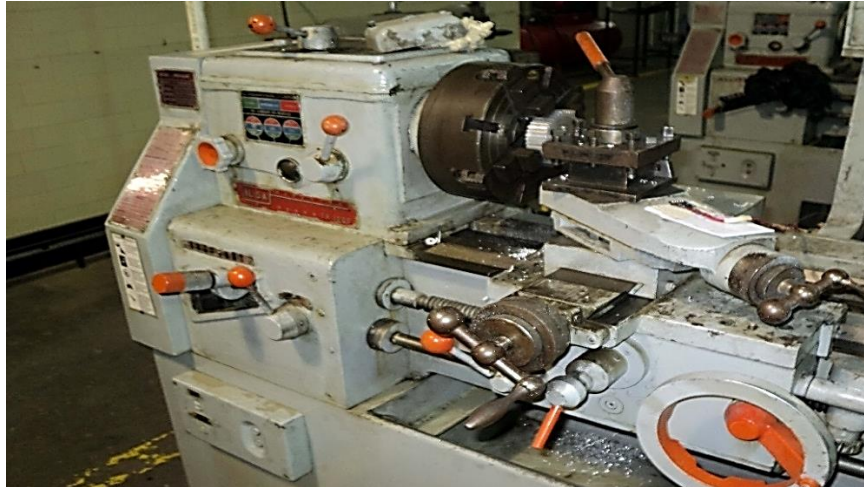


Figura 3.5: Torno utilizado como banco de trabajo.

Se han estudiado diversos métodos para el análisis de las vibraciones mecánicas auto-inducidas para tratar de enfrentar el problema de inestabilidad dinámica con características altamente no lineales y de tipo caótico. Pero se han visto en desventaja por las condiciones de ruido del lugar y la velocidad de adquisición de los datos. Por lo cual se desarrolló un sistema de adquisición como se observa en la figura 3.6. El cual tiene la capacidad de obtener más de 16000 datos en línea de forma confiable para su análisis.

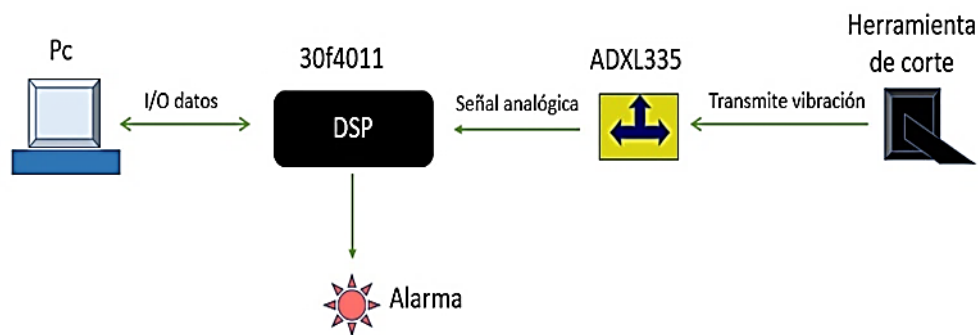


Figura 3.6: Esquema del sistema de adquisición de datos.

Este sistema consta de un acelerómetro ADX335 (anexo1) el cual recibe las vibraciones mecánicas inducidas en la herramienta de corte durante el maquinado, a su vez transmite la información obtenida en diferentes niveles de voltaje al microcontrolador DSP30f4011 (ver anexo 2).

El DSP30f4011 tiene la función de analizar, procesar las señales adquiridas y tomar decisiones de las acciones a seguir como el envío y recepción de datos de la computadora por medio de comunicación USB de alta velocidad. Se diseñó además un programa de computadora lenguaje visual el cual permite efectuar la adquisición y análisis de información de vibración mecánica en línea. así como la activación de una alarma en caso de presentarse un exceso de vibración en el maquinado.

En la figura 3.7 se presenta una fotografía de la tarjeta de adquisición de datos por medio del DSP30f4011 capaz de procesar y enviar datos a la computadora para su análisis por el puerto USB.



Figura 3.7: Tarjeta de adquisición de datos terminada.

La información recibida de las vibraciones mecánicas es analizada mediante el análisis fractal R/S propuesto por Harold Edwin Hurst, el cual es un método estadístico que detecta las correlaciones de rango en secuencias de tiempo cuyo objetivo es estimar el exponente de escalonamiento fractal conocido como exponente de Hurts.

En las primeras pruebas realizadas con la tarjeta de adquisición se analizó el funcionamiento del acelerómetro ADXL335 ante las vibraciones generadas en la herramienta de corte.

El material utilizado para estos experimentos fue una barra de aluminio 6061 redonda de 10cm de diámetro, un torno convencional ILSA TR 1000 y una herramienta de corte buril de cobalto o de acero de alta velocidad de 1/4 de pulgada. a una velocidad nominal del husillo de 5.75 m/seg.

El acelerómetro se colocó detrás del porta herramienta, sobre el carro orientable (eje x) a fin de no interferir en el proceso de corte para la captura adecuada de las vibraciones producidas durante el proceso.

En la figura 3.8 se muestra la posición del acelerómetro para la captura de las vibraciones en las pruebas realizadas.

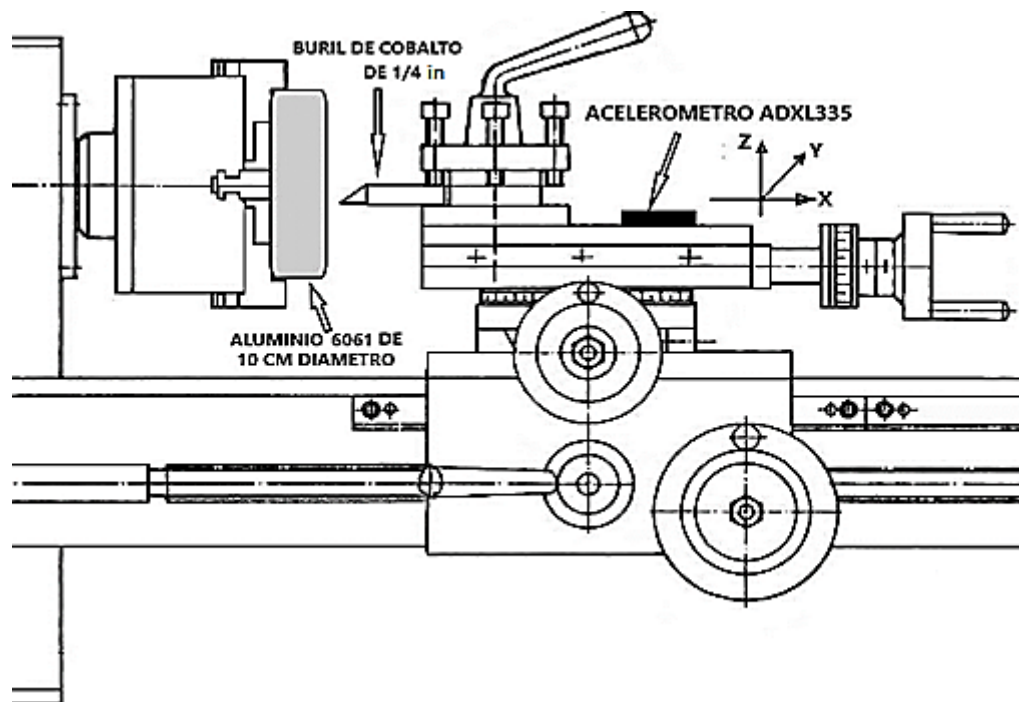


Figura 3.8: Posición del acelerómetro sobre el carro orientable.

En la figura 3.9 se muestra la posición del acelerómetro y la pieza de corte en el torno ILSA TR 1000 para los siguientes experimentos.

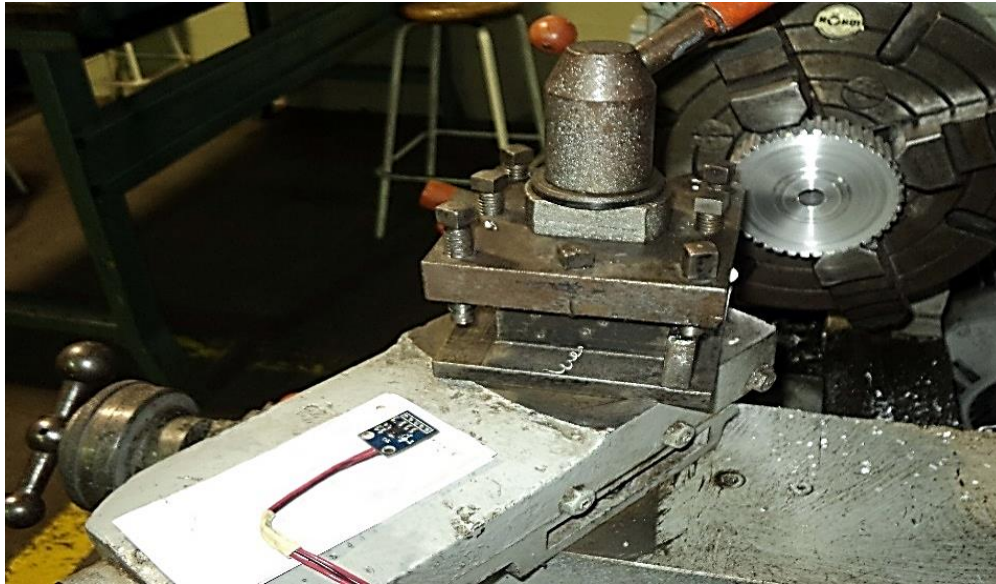


Figura 3.9: Acelerómetro sobre el carro orientable.

En la figura 3.10 el muestreo en línea las vibraciones generadas durante el careado del aluminio 6061 con respecto a los ejes X (en color azul) y Z (en color rojo) se observa una gran diferencia en su amplitud (ver anexo 3).

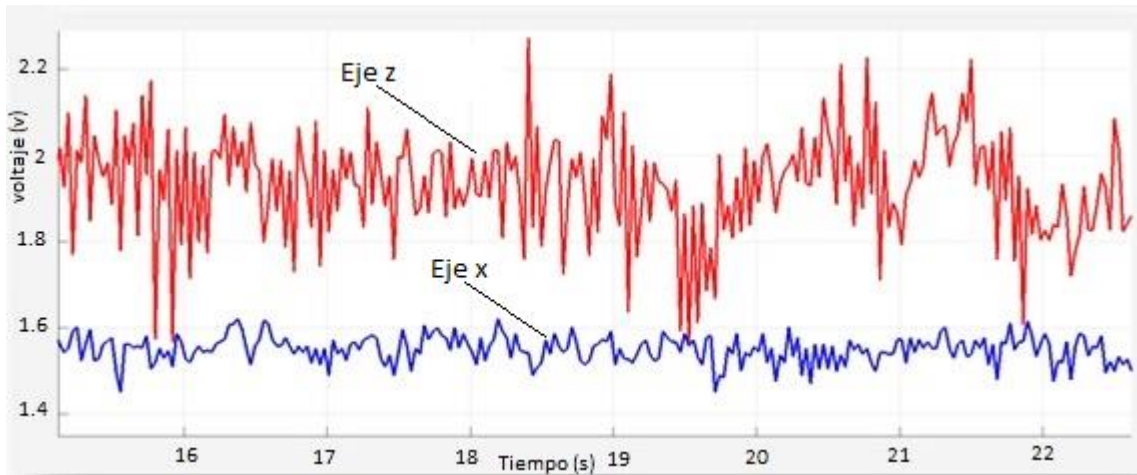


Figura 3.10: Detección de la vibración con acelerómetro ADXL335, eje X y eje Y

Posterior a esta prueba se determinó capturar los datos de vibración en el eje z para los siguientes experimentos debido a que presento mayor nivel de vibración en la gráfica obtenida.

Se realizó un total de 4 experimentos en una barra cilíndrica de aluminio 6061 de 10cm de diámetro, en cada uno de ellos se obtuvieron 15 000 muestras en 30 segundos con la misma profundidad de corte de 2mm a una velocidad del usillo de 990 rpm, la frecuencia de vibración se obtuvo por medio de un osciloscopio Tektronics TBS 1102.

En cada experimento el avance de la herramienta de corte fue manual, los datos obtenidos del acelerómetro ADXL335 en cada uno de los experimentos fueron procesados de manera simultánea por la tarjeta de adquisición y enviados a la computadora portátil para su análisis.

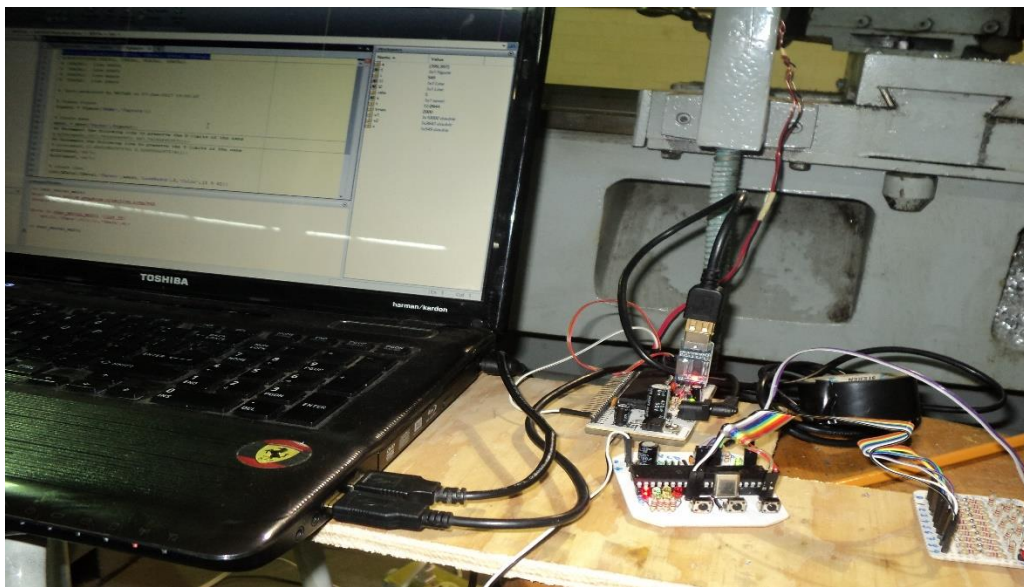


Figura 3.11: Tarjeta de adquisición de vibraciones enlazada con laptop.

CAPITULO 4

RESULTADOS

4.1 ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN CON EL TORNO CONVENSIONAL ILSA TR 1000.

En esta sección se presentan los resultados obtenidos de la tarjeta de adquisición de datos, desarrollada para la detección oportuna de la inestabilidad dinámica durante el proceso de maquinado en un torno convencional ILSA TR 1000.

En los experimentos realizados se utilizó una pieza de aluminio 6061 de forma cilíndrica con un diámetro 10cm, la herramienta de corte utilizada fue un buril de cobalto de 1/4 de pulgada. El careado de la pieza se realizó a una profundidad de corte de 2mm con la finalidad de analizar el acabado superficial después del maquinado, cada uno de los experimentos tuvieron una duración de 30 segundos para la obtención de 15000 muestras, los resultados obtenidos fueron los siguientes.

Las imágenes incluidas en los experimentos 1, 2, 3 y 4 son pequeñas muestras de los acabados superficiales en cada proceso, fueron amplificadas al 400% con el fin de comparar las mejoras obtenidas en cada uno de los experimentos.

En el primer experimento se le pidió al operador ignorar la luz de advertencia que indicaba exceso de vibración en el maquinado, los datos obtenidos se graficaron en Matlab obteniéndose las siguientes figuras.

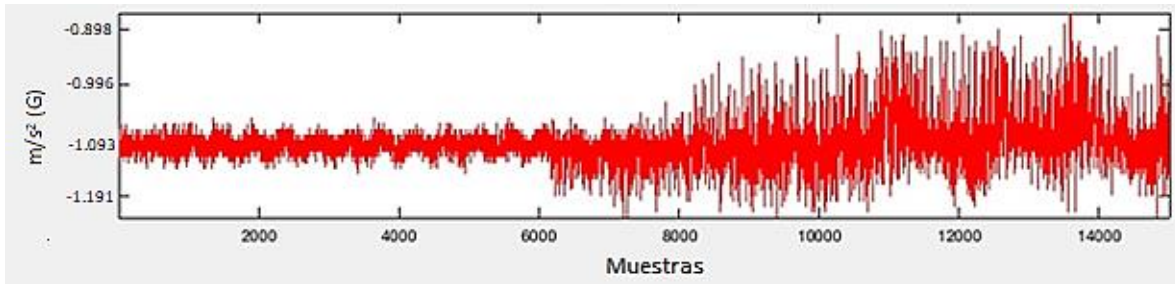


Figura 4.1: Experimento 1, incremento drástico de las vibraciones.

Los resultados muestran como las vibraciones se incrementaron drásticamente por el avance de la herramienta de corte hacia el material. La afectación en la calidad del acabado de la pieza fue muy notoria debido a la retroalimentación de las vibraciones durante el proceso. Este fenómeno provoco la discontinuidad en el desbaste de la pieza.

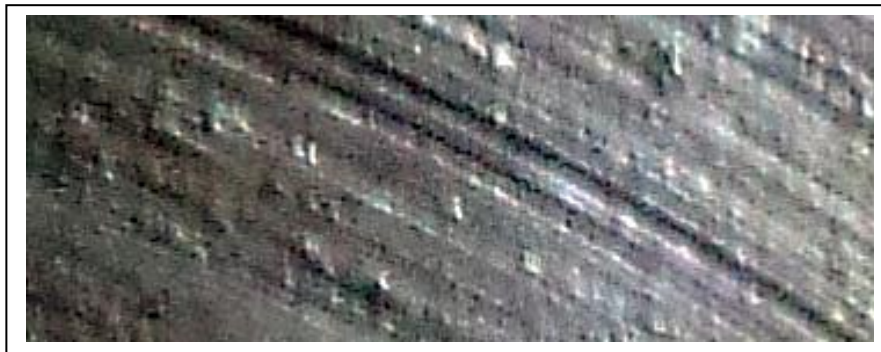


Figura 4.2: Acabado superficial deficiente debido al exceso de chatter.

Los datos obtenidos se introdujeron en el programa creado para el algoritmo de Hurst en Matlab, en la figura 4.3 se observa claramente una tendencia a una inestabilidad dinámica en el maquinado de la pieza, los valores del exponente de Hurst oscilaron desde 0.52 hasta 0.77 (Tabla 3.1) con lo que efectivamente se pudo demostrar una discontinuidad durante el corte de la pieza.

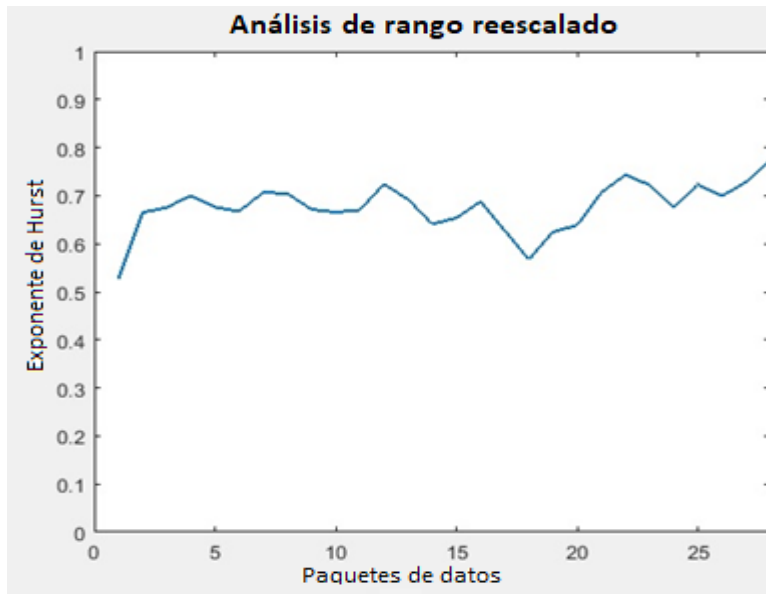


Figura 4.3: Experimento 1, inestabilidad dinámica.

En el segundo experimento se le pidió al operador durante el maquinado poner atención ocasionalmente la luz de advertencia con el fin de incrementar o reducir el avance de la herramienta de corte, los resultados fueron los siguientes.

La amplitud de la señal obtenida fue más estable, los picos de vibración en la gráfica corresponden a los momentos en que el operador ignora la luz de advertencia del exceso de vibración (figura 4.4).

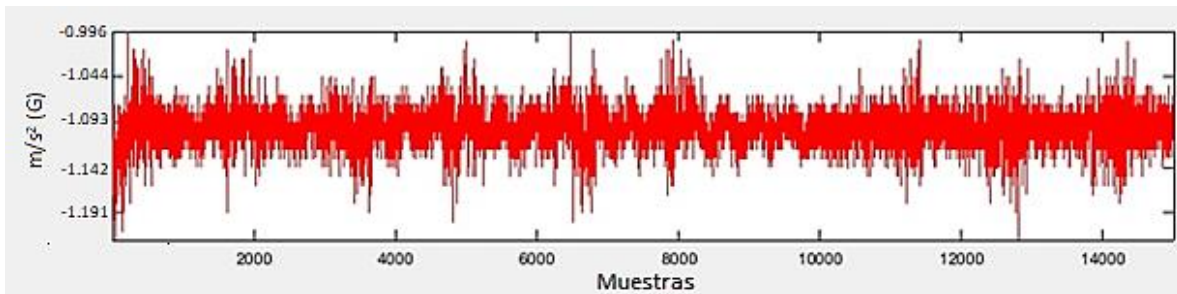


Figura 4.4: Experimento 2, reducción parcial de las vibraciones mecánicas.

En la figura 4.5 se observa una disminución considerable del chatter en el acabado superficial de la pieza al repetir el mismo proceso de maquinado.



Figura 4.5: Acabado superficial con mejoras parciales.

El reescalado R/S de Hurst en la figura 4.6 confirma las mejoras obtenidas en el experimento 2, debido a que en repetidas ocasiones se ignoró la luz de advertencia hubo un cambio drástico en el exponente de Hurst al pasar de 0.8 a 0.6 como se observa en la figura 4.6.

Como resultado se presentó nuevamente el problema de inestabilidad dinámica en el maquinado.

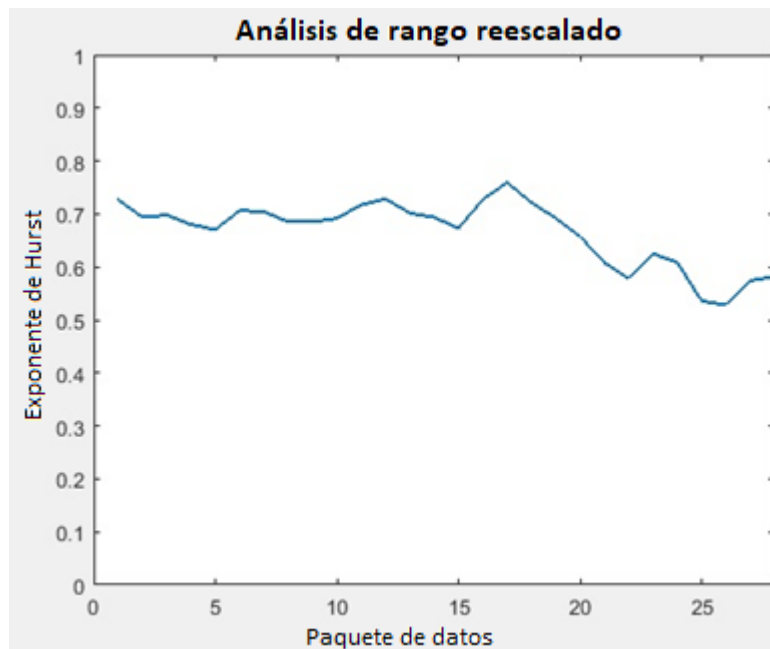


Figura 4.6: Experimento 2, mejora parcial de la estabilidad dinámica.

En el tercer y cuarto experimento se le pidió al operador estar atento a la luz de advertencia durante el maquinado, los resultados obtenidos presentaron los siguientes cambios.

Claramente se observó que la duración del exceso de vibración se redujo significativamente. Como resultado se obtuvo una estabilidad dinámica de mayor duración.

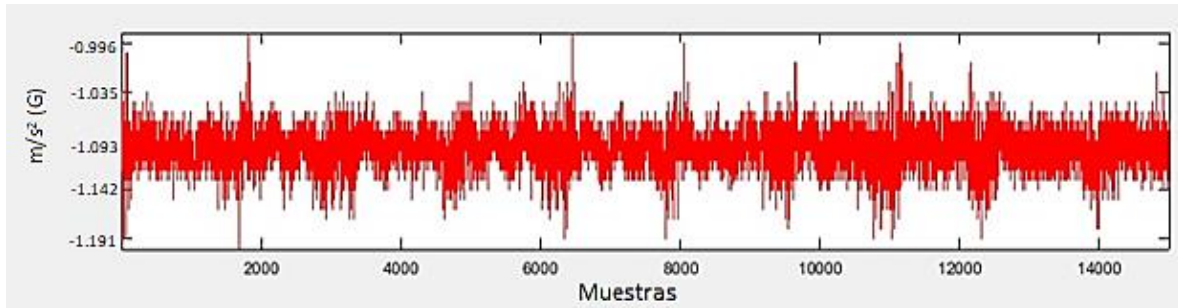


Figura 4.7: Experimento 3, vibraciones mecánicas más estables.

La superficie de la figura 4.8 presenta mejorías considerables al reducir el efecto del chatter en la mayor parte de su área, como consecuencia de un mayor tiempo de estabilidad dinámica durante el proceso.



Figura 4.8: Experimento 3, acabado superficial mejorado.

En la figura 4.9 la respuesta dinámica del sistema se mantuvo entre los valores 0.58 y 0.7 del exponente de Hurst, los picos de incremento de vibración presentan una duración muy corta con respecto a los experimentos 1 y 2.

La herramienta de corte durante el experimento presento más estabilidad en la remoción de viruta.

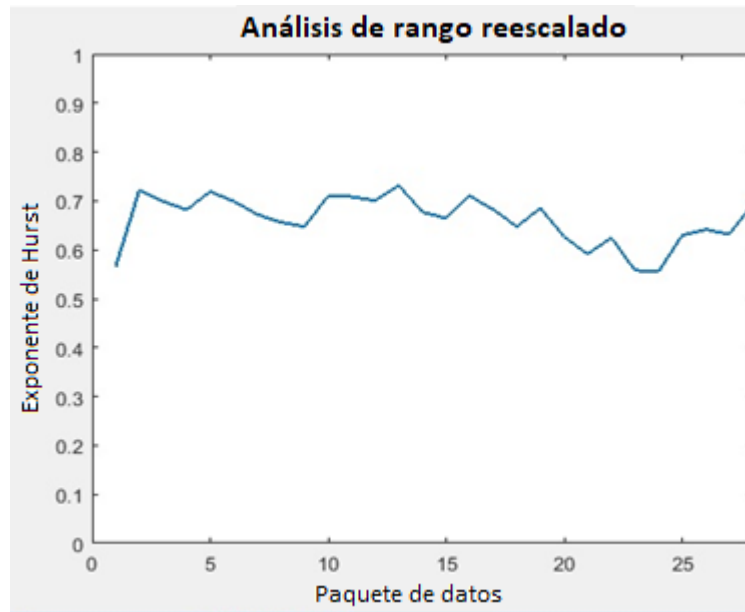


Figura 4.9: Experimento 3, mayor estabilidad dinámica durante el corte.

En este cuarto experimento se obtuvieron resultados muy favorables, al analizar la figura 4.10 se observó que la amplitud producida por las vibraciones se mantuvo estable en todo el proceso del maquinado. El operador mostro una mejoría al adaptarse al sistema predictivo de vibraciones.

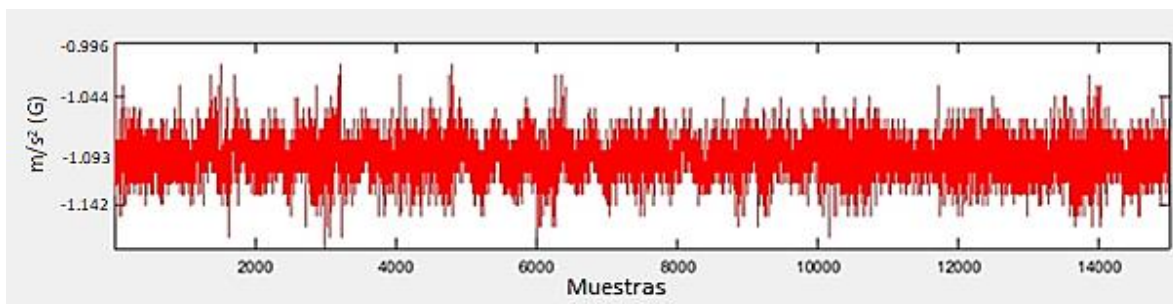


Figura 4.10: Experimento 4, vibraciones autoinducidas controladas.

El acabado superficial de la pieza en este cuarto experimento fue satisfactorio al lograr suprimir gran parte del efecto de chatter. La eficiencia del sistema de predicción de inestabilidad dinámica en tornos convencionales fue significativa ya

que permitió al operador controlar el avance y retroceso de la herramienta de corte.

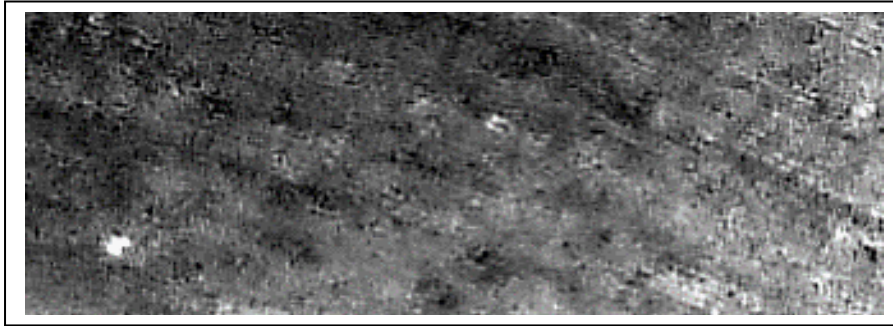


Figura 4.11: Acabado superficial libre de vibraciones autoinducidas.

La grafica del análisis R/S y el exponente de Hurst demostró que las mejoras obtenidas durante este último experimento fueron muy superiores a los otros experimentos.

Los valores del exponente de Hurst se mantuvieron de 0.64 a 0.73 en una condición persistente que aseguro la estabilidad dinámica del sistema en el proceso de careado del material.

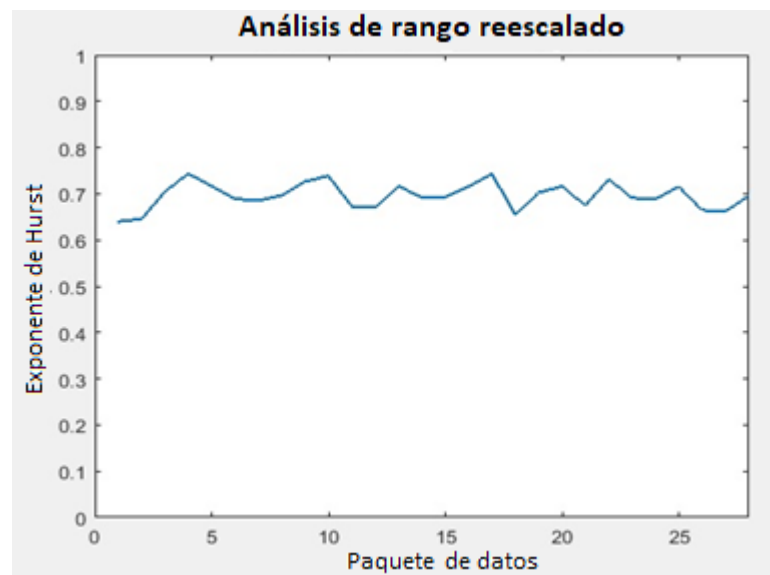


Figura 4.12: Experimento 4, condición persistente de la estabilidad dinámica.

CONCLUSIONES

Después de varios planteamientos en el diseño de la tarjeta de adquisición de datos se logró desarrollar eficientemente un dispositivo para monitorear las condiciones de estabilidad dinámica durante el maquinado de alta velocidad. Con la implementación de un acelerómetro ADXL335 y un DSP 30F4011 como elementos principales en el monitoreo y procesamiento de señales se logró monitorear eficientemente las vibraciones auto-inducidas producidas durante el maquinado en un torno convencional ILSA TL1000.

Los experimentos realizados fueron planeados para confirmar la efectividad de la tarjeta de adquisición de datos frente a un torno que presenta un exceso de vibraciones mecánicas y malos acabados en las piezas trabajadas. Los 15 000 datos obtenidos en 30 segundos para cada uno de los experimentos fueron contundentes para el análisis y comprensión de la tendencia de la estabilidad dinámica del sistema.

Al ser procesados por el método de escalonamiento R/S y el algoritmo de Hurst se lograron establecer los parámetros necesarios para predecir la pérdida de la estabilidad dinámica de forma oportuna con la implementación de una luz de aviso al operador que le indicaba el inicio de la inestabilidad dinámica durante el maquinado.

Con los resultados obtenidos del método de escalonamiento R/S y el algoritmo de Hurst se determinó que la mejor forma de predecir la pérdida de estabilidad dinámica por las vibraciones auto-inducidas en el maquinado es el monitoreo de la amplitud de la señal emitida por el acelerómetro.

Durante la adquisición de datos en línea se comparó el valor de la amplitud alcanzada en cada punto del muestreo con un valor de referencia de 2 volts que se estableció en base a los resultados satisfactorios del maquinado.

La luz de advertencia se activó oportunamente cuando se presentaron incrementos de vibración. El operador se adaptó a la luz de advertencia sin problemas con lo que se logró resultados satisfactorios en el proceso de maquinado.

Se concluye que si es posible predecir la estabilidad dinámica de un torno a partir del análisis R/S y el algoritmo de Hurst. Ya que el método está basado en el análisis fractal y en la teoría del caos, se demostró que es uno de los métodos predictivos más eficientes en la actualidad. Por lo tanto si es posible monitorear la estabilidad dinámica a partir de las vibraciones obtenidas en procesos de maquinado de alta velocidad.

Se creó una tarjeta de adquisición de datos efectiva para el análisis de vibraciones mecánicas auto-inducidas para cualquier sistema de maquinado. En las pruebas se obtuvieron resultados contundentes que demuestran las tendencias predictivas a partir del análisis R/S y el algoritmo de Hurst en los procesos de maquinado. Otra de las ventajas que presento es el costo de fabricación y la implementación no invasiva en equipos rotativos industriales.

RECOMENDACIONES

Para líneas futuras de investigación se recomienda seguir con diseños más robustos para el análisis de vibraciones mecánicas por el método R/S y el algoritmo de Hurst. Se recomienda utilizar nuevas arquitecturas de procesamiento más veloces que puedan adaptarse a cualquier proceso de maquinado bajo protocolos de comunicación unificados como los FPGA (Arreglos de compuertas programables en campo).

REFERENCIAS

1. **Mosqueira, Genaro.** *Las vibraciones mecánicas y su aplicación al mantenimiento predictivo.* Venezuela Caracas : María Castellanos", 2001. 2.
2. **Altintas, Yusuf.** *Metal cutting mechanics, machine tool vibrations and CNC desing.* Cambridge : The university of Cambridge, 2000.
3. **Vela Martínez, Luciano.** *Characterization of machining chattering dynamics: An R/S scaling analysis approach.* Aguascalientes : ELSAVER, 2009.
4. **Estupiñan, E.p.** *Diseño e implementación de un analizador virtual.* Arica Chile : Univ. Tarapacá, 2006. Vol. 14.
5. **Yuan, Gao.** *Analysis of cutting stability in vibration assisted machining using an analytical predictive force model.* Wuhan, China. : Elsevier, 2015.
6. **Ostaseviciusa, Vytautas.** *Cutting tool vibration energy harvesting for wireless sensors applications.* Kaunas, Lithuania : ELSEVIER, 2015.
7. **Martínez, Luciano Vela.** *Modelacion no lineal de vibraciones autoinducidas en procesos de maquinados.* Queretaro, Mexico : s.n., 2008.
8. **Caracterización de las no-linealidades de la fuerza autoexcitada en el proceso de rectificado sin centro.** Queretaro Mexico : SOMIM, 2010. Vol. 3. 179-185.
9. **Tobias, S.A. y Fishwick, W.** *Theory of regenerative machine tool chatter.* 1958. Vol. 205.
10. **Wilson.** us 3596. USA : s.n., 1971.
11. **Barrera, Gerardo.** *Control de calidad de piezas ceramicas por medio de Analisis de vibración y Redes Neuronales.* Morelia, Michoacan : s.n., 2004. Vol. 8.
12. **Sugihara, G. & May, R. M.** "Applications of fractal in ecology. 1990. Vol. 5. 79-86.
13. **Arguello, V. y Gustavo, H.** *Diseño e implementación de un algoritmo con base fractal para realizar análisis de rango re-escalado en registros de pozo.* Sartenejas : s.n.
14. **Iglesias, A.** *Analytical expression for chatter analysis in milling operations with one dominant mode.* Girona, Spain : Elsevier, 2016.

- 15. Eduardo Rubio Cerda, Juan C. Jauregui Correa, Oscar Gonzalez Brambila.** *Aplicación de la transformada Wavelet en la detección de defectos causados por el vibrato en piezas cilíndricas rectificadas.* Aguascalientes : Somim, 2006. Vol. 2. 47-52.
- 16. Daniel Pérez Canales, Juan Carlos Jáuregui Correa, Luciano Vela Tartínez.** *Detección de inestabilidades Dinámicas en procesos de Rectificado mediante la transformada Continua de Ondoletas y el Exponente Fractal de Hurst.* Aguascalientes : Somim, 2012. Vol. 4. 89-96.
- 17. Nayfeh A. H., y Mook D. T.** *Nonlinear Oscillations.* USA : s.n., 1979.
- 18. H., Strogatz S.** *Nonlinear Dynamics and Chaos with Applications to Physics, Biology and Engineering Fifth.* USA : Perseus, 1994. Vol. Books.
- 19. Lamraoui, M., y otros.** *Indicators for monitoring chatter in milling based on instantaneous angular speeds.* Saint Etienne, France : Elsevier, 2013.
- 20. Munoa, A., Beudaert, X. y Erkorkmaz, K.** *Active suppression of structural chatter vibrations using machine drives and accelerometers.* Canada : Elsevier, 2015.
- 21. Lorenzo, Niccolo, etal.** *Intelligent fixtures for active chatter control in milling.* Italy : ScienceDirect, 2016.
- 22. Comak, A. y Budak, E.** *Modeling dynamics and stability of variable pitch and helix milling tools.* Istanbul, Turkey : s.n., 2017.
- 23. A., Rodriguez.** *El coeficiente de Hurst y el parametro estable para el analisis de series financieras. aplicación al mercado cambiario mexicano.* Mexico : contaduria y administración, 20/febrero/2012.
- 24. Lahmiri, S.** *Clustering of Casablanca stock market market based on hurst exponent estimates.* Morocco : Elsevier, 2016.
- 25. Ending harmonic distortion.** 2009.
- 26. Devices, Analog.** *Accelerometer ADXL335.* USA : s.n., 2006.
- 27. Microchip. dsPIC30F4011.** USA : Microchip technology Inc., 2005.
- 28. Miyara, Federico.** *Convertidores D/A y A/D.* Rosario Argentina : Universidad nacional del Rosario, 2004.
- 29. Isaac.** *Just another WordPress.com.* 2017.
- 30. Ki Dul, Seung.** *Control of electric machine drive systems.* New Jersey : Wiley, 2011. 9780470590799.

ANEXO 1

DATOS TÉCNICOS DEL ACELERÓMETRO ADXL335

Es un acelerómetro triaxial pequeño de bajo consumo que mide la aceleración dinámica (movimiento, choque o vibración) y la aceleración estática (inclinación o gravedad) en un rango de ± 3 g con 0.3% de no linealidad y 0.01%/°C de estabilidad de temperatura (26).



Figura A1.1: Acelerómetro triaxial (26)

Se puede seleccionar el ancho de banda del acelerómetro usando los capacitores CX, CY y CZ en los pines ZOUT, YOUT y XOUT. El ancho de banda de medición puede seleccionarse para adaptarse a cada aplicación desde 0.5 Hz a 1600 Hz para ejes X y Y y desde 0.5 Hz a 550 Hz para el eje z.

Funcionando en una sola fuente de 1.8V a 3.6V, el ADXL335 consume 350 μ A. Disponible en un paquete LFCSP de 16 conductores, se especifica desde -40° C a $+85^{\circ}$ C (26).

Características

Detección de 3 ejes.

Paquete pequeño de bajo perfil: LFCSP de 4 mm \times 4 mm \times 1.45 mm.

Baja potencia: típica de 350 μ A.

Funcionamiento de alimentación simple: 1.8 V a 3.6 V.

Supervivencia de choque de 10.000 g.

Excelente estabilidad térmica.

Ajuste de BW con un solo capacitor por eje.

Conforme a RoHS/WEEE libre de plomo.

Este acelerómetro está conformado por tres sensores para cada eje (x, y, z), las señales obtenidas son amplificadas inicialmente para poderlas enviar a un demodulador para estabilizarlas y poderlas enviar a cada una de ellas a una etapa final de amplificación. A la salida de cada señal existe una resistencia de 32k Ω con el fin de no presentar problemas de acoplamiento a otros circuitos que se les quiera conectar.

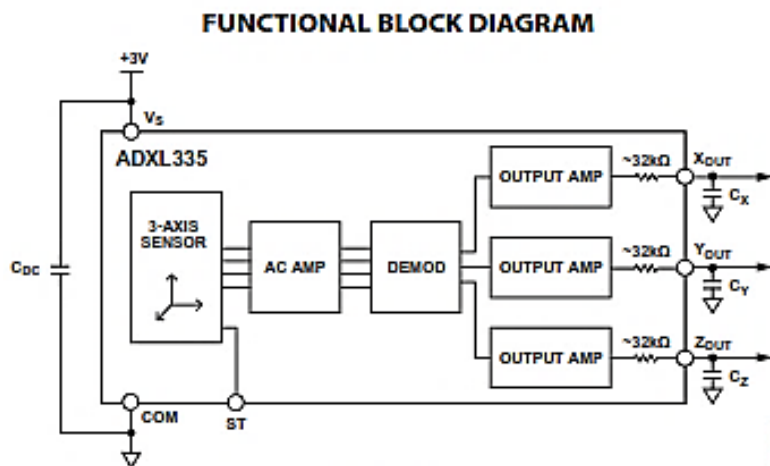


Figura A1.2: Diagrama a bloques del acelerómetro (26).

Configuración de pines del acelerómetro

En esta imagen se puede apreciar el significado de cada uno de los pines del circuito integrado con el fin de poder utilizarlo en otras tarjetas de diseño o pruebas posteriores con fines de experimentación.

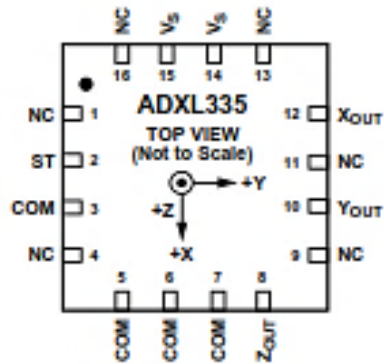


Figura A1.3: Configuración de pines (26).

En las figuras siguientes se muestra cómo se interpretan los ejes x, y, z de para el sensado de la aceleración.

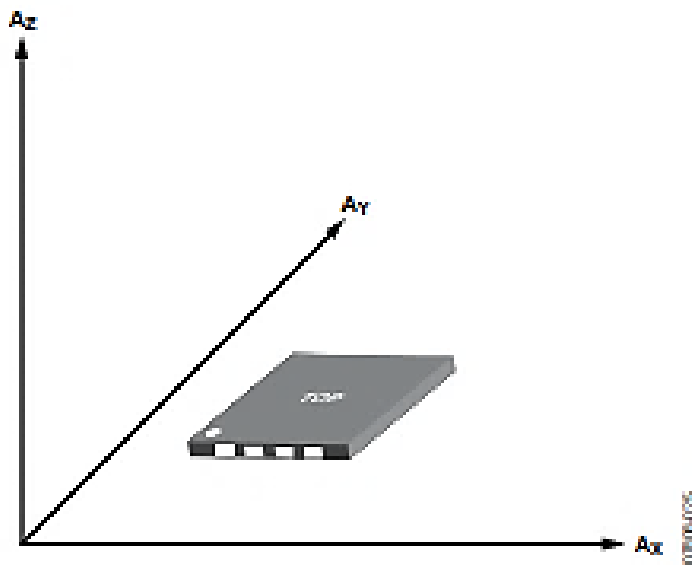


Figura A1.4: Ejes de sensibilidad del acelerador (26).

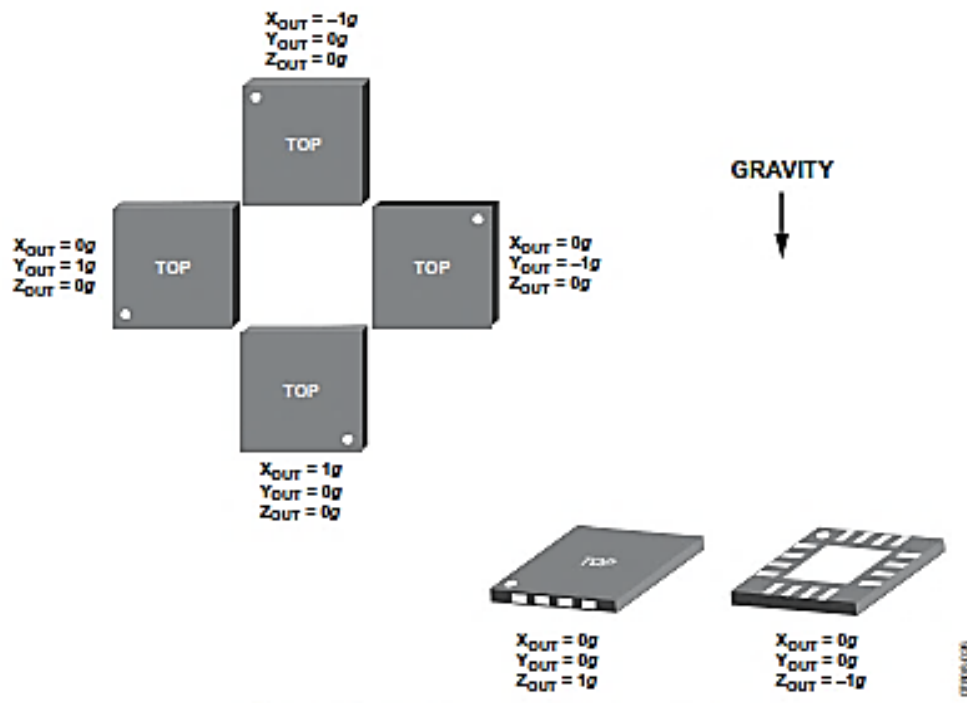


Figura A1.5 Respuesta de salida contra Orientación de la gravedad (26).
 La siguiente tabla es una descripción de la nomenclatura utilizada en cada uno de los pines.

Pin No.	Mnemonic	Description
1	NC	No Connect ¹ .
2	ST	Self-Test.
3	COM	Common.
4	NC	No Connect ¹ .
5	COM	Common.
6	COM	Common.
7	COM	Common.
8	Z _{out}	Z Channel Output.
9	NC	No Connect ¹ .
10	Y _{out}	Y Channel Output.
11	NC	No Connect ¹ .
12	X _{out}	X Channel Output.
13	NC	No Connect ¹ .
14	V _s	Supply Voltage (1.8 V to 3.6 V).
15	V _s	Supply Voltage (1.8 V to 3.6 V).
16	NC	No Connect ¹ .
EP	Exposed Pad	Not internally connected. Solder

Tabla A1.1: Descripción de la función de los pines (26).

Aplicaciones: Detección de movimiento e inclinación rentables de bajo consumo, dispositivos móviles, sistemas de juego, protección de unidad de disco, estabilización de imagen, dispositivos de salud y deportes. El siguiente circuito es un ejemplo de la aplicación que se le puede dar al acelerómetro ADXL335 el cual consiste en controlar el nivel de líquido de una cisterna.

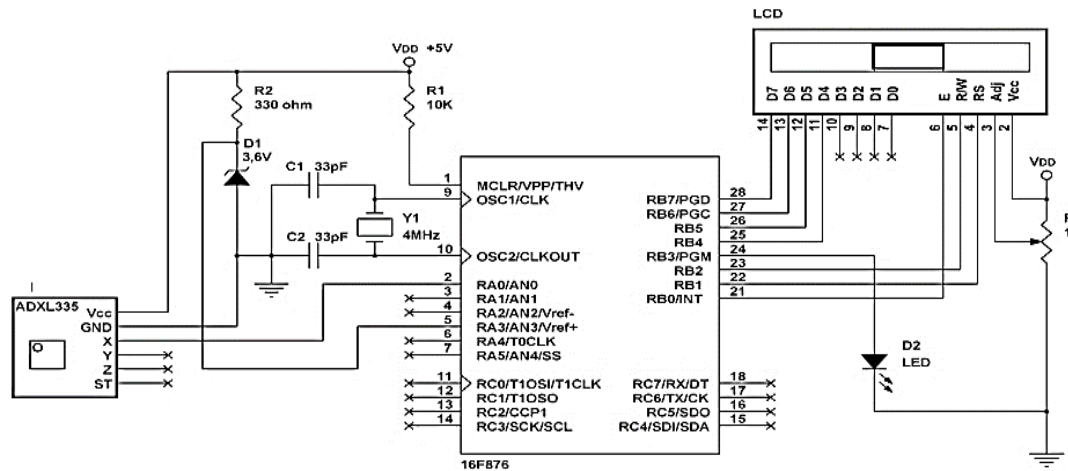


Figura A1.6: Sensor detector de nivel de líquido.

ANEXO 2

DSP30F4011

Los DSP son controladores digitales de señales diseñados por Microchip Technology, son muy utilizados en las telecomunicaciones, los sensores, el procesamiento de la imagen y el sonido, el tratamiento matemático de señales, los sistemas de alimentación, el control de motores, la electromedicina, los sistemas multimedia, la automoción e Internet.

DATOS TÉCNICOS DEL DSP30F4011

- Arquitectura Harvard modificada.
- Conjunto de instrucciones en compiladores C optimizadas.
- 84 Instrucciones base.
- Instrucciones de 24 bit.
- 48 kbytes en chip para datos en memoria RAM.

- 30 fuentes de interrupción.
- 3 Fuentes de interrupción externa.
- Corriente máxima de salida por cada pin es de 52mA.
- 5 Contadores de 16 bits en módulos de tiempo de 32 bits.
- 16 Bit de captura.
- 16 Bit de comparación/PWM (modulador de ancho de pulso).
- 6 canales de salida para PWM.
- 3 Generadores de ciclo de trabajo.
- Tiempo base dedicado.
- Polaridad de salida programable.
- Modo complementario de control de tiempo muerto.
- Control manual de salida.
- Disparo para convertidores análogo digital.
- 10 bit para conversión de análogo a digital.
- 9 canales de entradas.
- Memoria de programa flash mejorada.
- 10 000 ciclos de escritura y borrado.
- Datos en memoria EEPROM 100 000 ciclos de escritura y borrado.

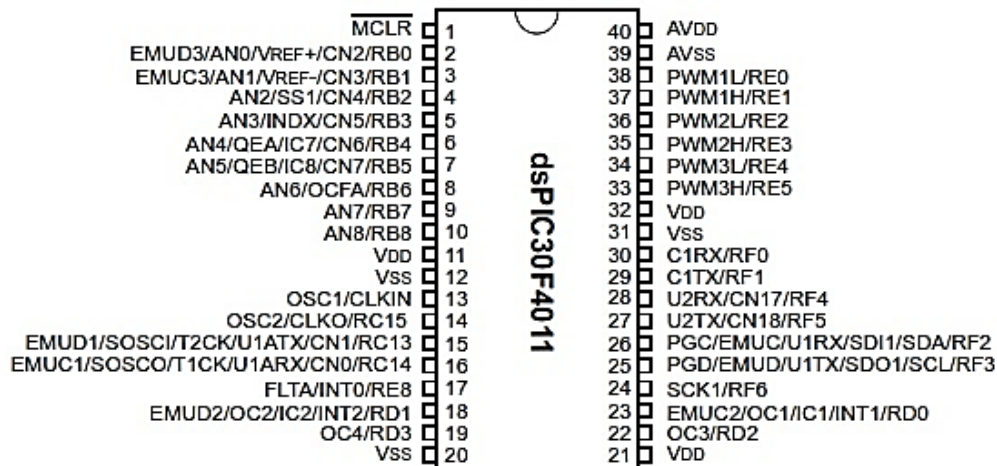


Figura A2.1: DSP30F4011, tipo de encapsulado 40 pin PDIP (27).

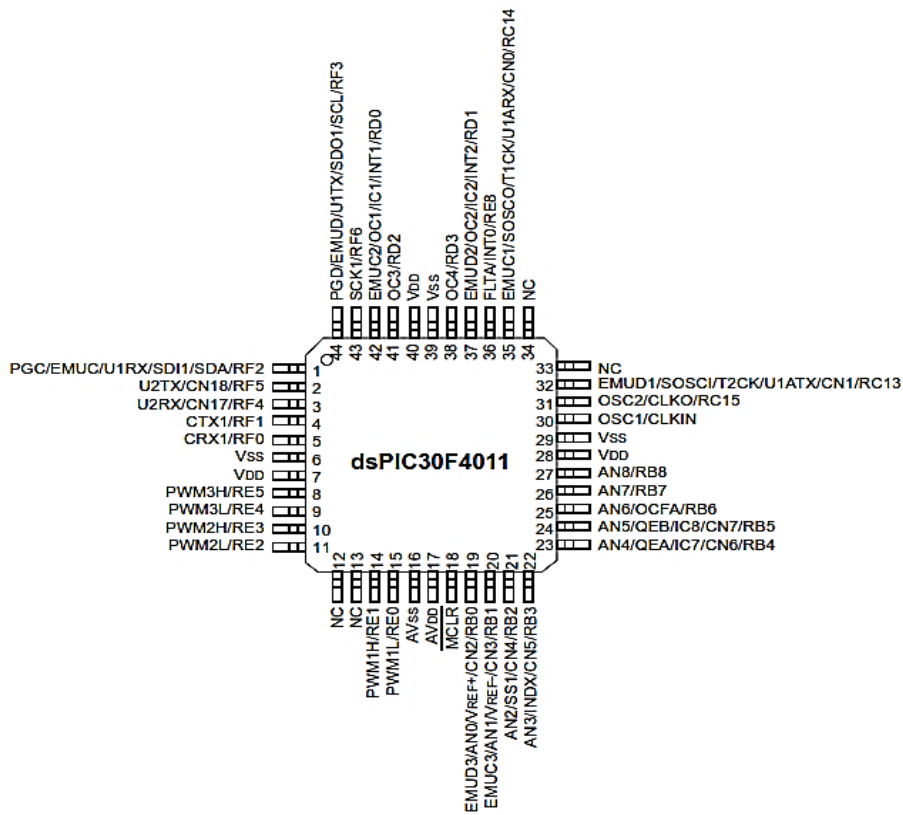


Figura A2.2: DSP30F4011, tipo de encapsulado 40 pin TQFP (27).

En la siguiente figura se muestra como está constituido internamente el DSP30F4011.

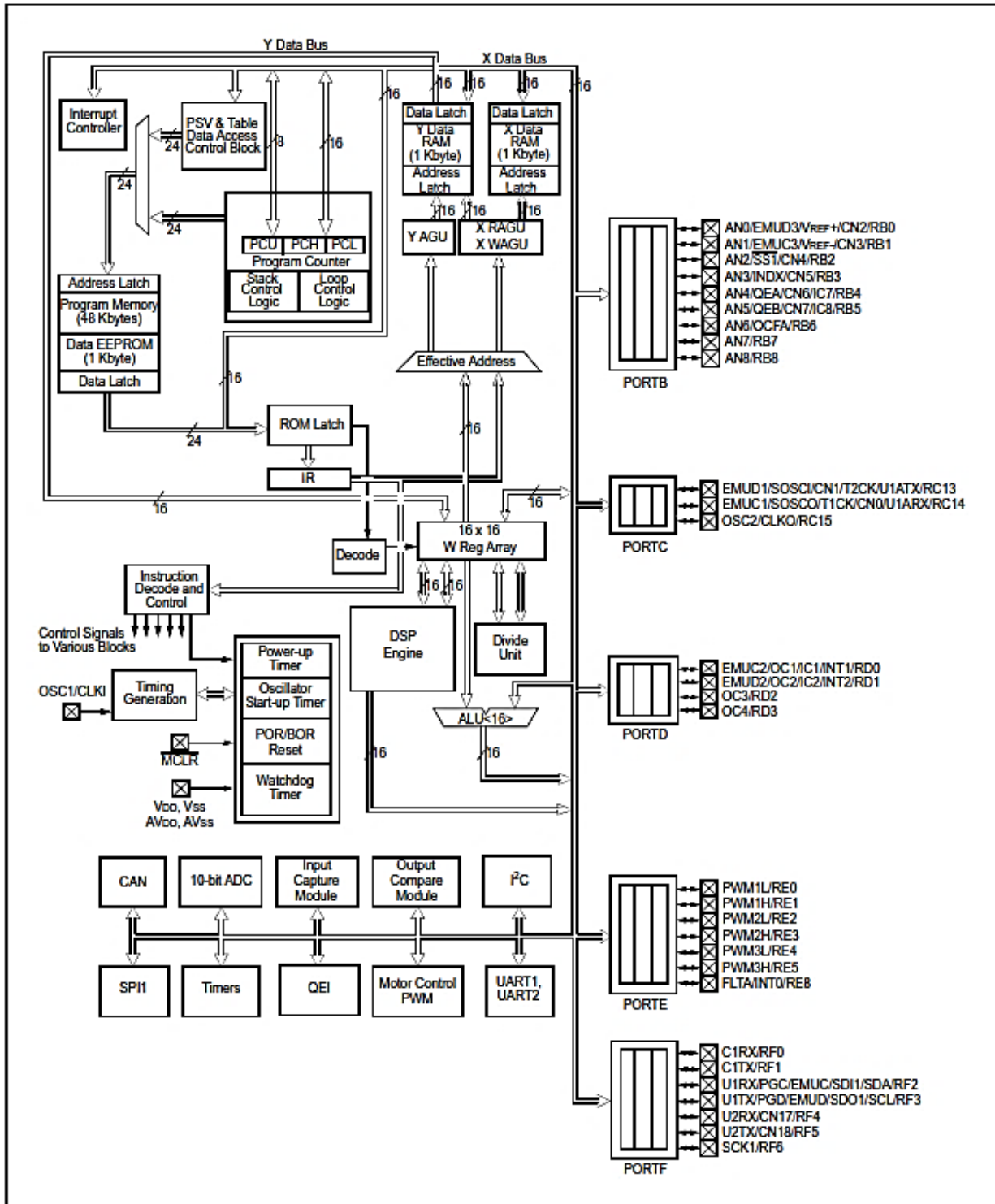


Figura A2.3: Diagrama a bloques del DSP0F4011 (27).

En la figura A2.4 se observa como está constituido el convertidor de análogo a digital de 10 bit en el DSP, para realizar la comparación de la señal analógica del acelerómetro el ADC necesita los voltajes de referencia (voltajes de alimentación) para poder funcionar correctamente. El ADC es un convertidor de análogo a digital en donde la señal introducida por el canal analógico 0 (AN0) puede adquirir valores que van desde 0 volts hasta 5 volts.

A la salida del ADC se obtiene el valor digital correspondiente (número binario) por un puerto específico descrito en las figuras anteriores por esta razón es posible reconstruir una señal o comparar su valor con otro establecido para una respuesta determinada.

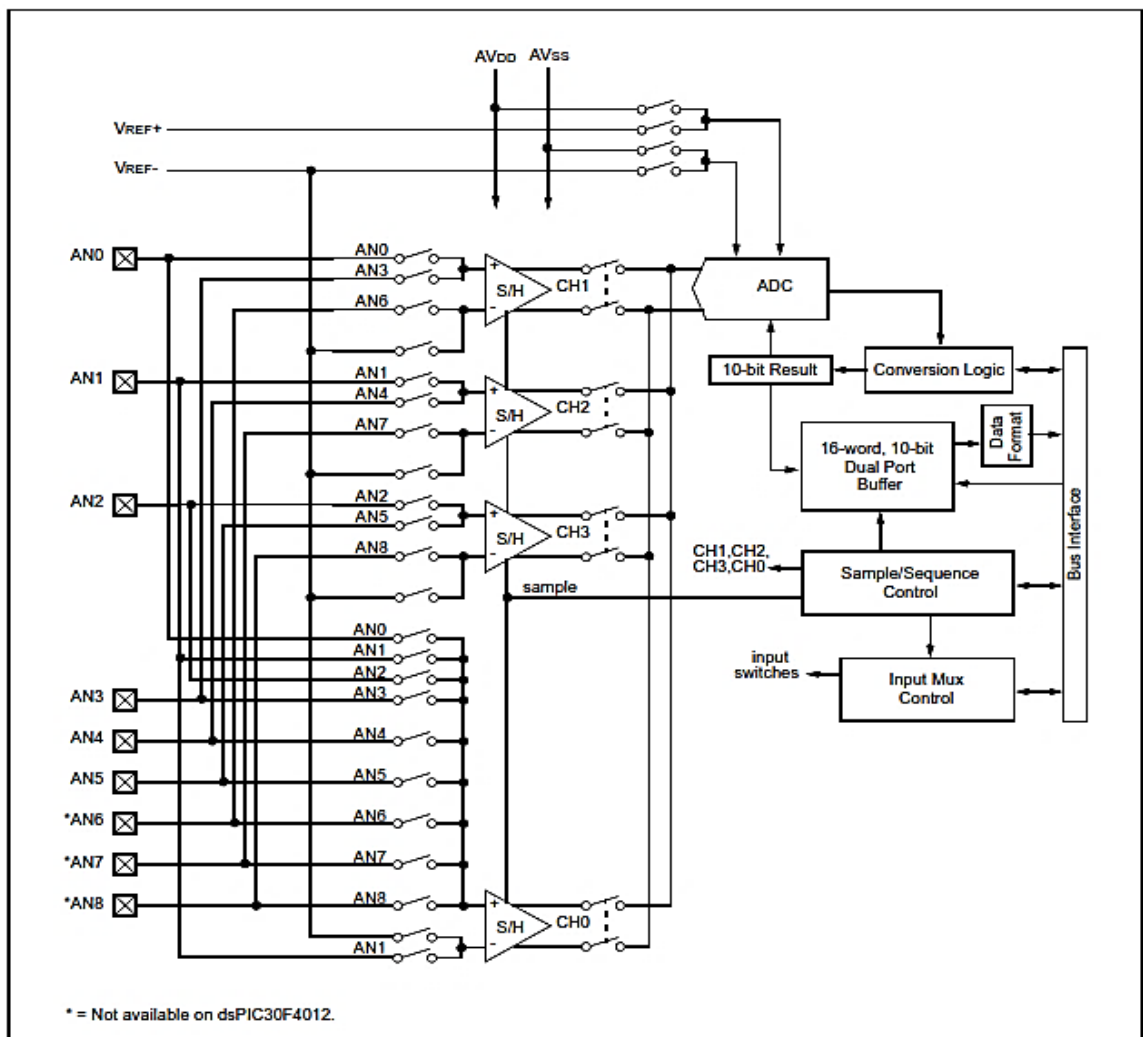


Figura A2.4: Diagrama a bloques del A/D de 10bit de alta velocidad (27).

ANEXO 3

CONVERSORES D/A y A/D

SEÑALES ANALÓGICAS Y DIGITALES

Señales analógicas. Son variables eléctricas que evolucionan en el tiempo en forma análoga a alguna variable física. Estas variables pueden presentarse en la forma de una corriente, una tensión o una carga eléctrica. Varían en forma continua entre un límite inferior y un límite superior. Cuando estos límites coinciden con los límites que admite un determinado dispositivo, se dice que la señal está normalizada. La ventaja de trabajar con señales normalizadas es que se aprovecha mejor la relación señal/ruido del dispositivo (28).

Señales digitales. Son variables eléctricas con dos niveles bien diferenciados que se alternan en el tiempo transmitiendo información según un código previamente acordado. Cada nivel eléctrico representa uno de dos símbolos: 0 ó 1. Los niveles específicos dependen del tipo de dispositivos utilizado. Por ejemplo si se emplean componentes de la Familia lógica TTL (transistor-transistor-logic) los niveles son 0 V y 5 V, aunque cualquier valor por debajo de 0,8 V es correctamente interpretado como un 0 y cualquier valor por encima de 2 V es interpretado como un 1 (los niveles de salida están por debajo de 0,4 V y por encima de 2,4 V respectivamente).

En el caso de la familia CMOS (complementary metal-oxide-semiconductor), los valores dependen de la alimentación. Para alimentación de +5 V, los valores ideales son también 0 V y 5 V, pero se reconoce un 0 hasta 2,25 V y un 1 a partir de 2,75 V. Estos ejemplos muestran uno de los principales atractivos de las señales digitales: su gran inmunidad al ruido. Las señales digitales descritas tienen la particularidad de tener sólo dos estados y por lo tanto permiten representar, transmitir o almacenar información binaria (28).

Para transmitir más información se requiere mayor cantidad de estados, que pueden lograrse combinando varias señales en paralelo (simultáneas), cada una de las cuales transmite una información binaria. Si hay n señales binarias, el resultado es que pueden representarse 2^n estados. El conjunto de n señales constituye una palabra. Otra variante es enviar por una línea única, en forma secuencial, la información. Si se sabe cuándo comienza, y qué longitud tiene una palabra (conjunto ordenado de estados binarios que constituye un estado 2^n -ario), se puede conocer su estado (28).

Conversión digital / analógica (D/A)

Se parte de una señal digital $D=d_n d_{n-1} \dots d_1$ en paralelo responde a la codificación binaria natural y una referencia X_{ref} (podría ser una tensión o una corriente) y pretendemos obtener una señal analógica x que varíe de a saltos iguales a $X_{ref} / 2^n$ entre 0 y $(2^n - 1) X_{ref} / 2^n = X_{ref} (1 - 2^{-n})$, como se muestra en la figura A2.5 (28).

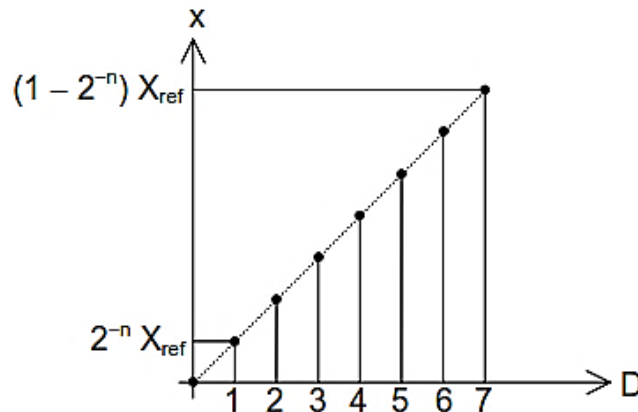


Figura A3.1: Relación entre la entrada digital D y la salida analógica x de un convertor digital-analógico $n=3$.

Resolución: es la cantidad de bits o dígitos binarios que acepta en su entrada. También puede expresarse como el porcentaje del valor nominal máximo (fondo de escala).

Ejemplo: un convertor de 10 bits también puede tener su resolución expresada como $1/2^{10}=0.0976\%$. Observar que la resolución por sí sola no indica nada respecto a la precisión del convertor (28).

Exactitud: es la máxima desviación respecto a la línea recta que une el mínimo y el máximo valor ideales. Se expresa en LSB (least significant bit), lo cual significa que se usa el salto mínimo nominal como unidad. Otra forma de expresarlo es en porcentaje del valor máximo nominal. La exactitud ideal es 0 LSB. Es necesario tener en cuenta que esta especificación incluye todos los errores posibles del convertor (28).

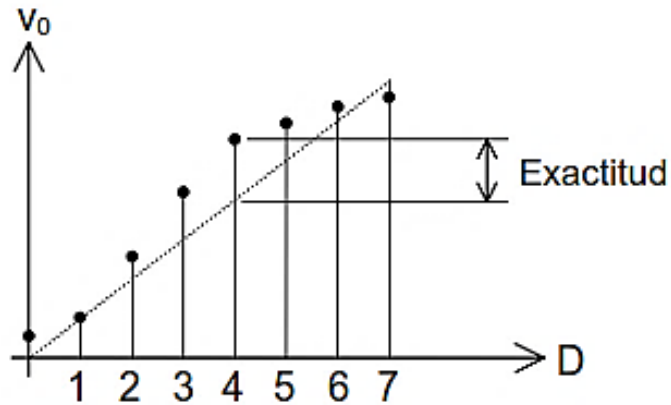


Figura A3.2: Error de exactitud en un convertor digital analógico.

Error de escala: Es el error que se obtiene a fondo de escala con respecto al valor ideal. Se debe en general a errores de ganancia, en la referencia o en la red resistiva. Se expresa también en LSB a fondo de escala. El error de escala ideal es 0 LSB (28).

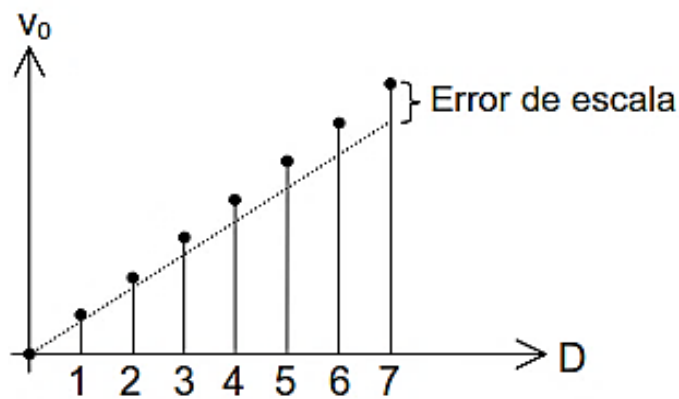


Figura A3.3: Error de escala en un convertor digital analógico. La recta ideal es la punteada (28).

Error de offset: es el valor de salida obtenido cuando la entrada es nula. Se mide en porcentaje máximo nominal o en LSB. El valor ideal es 0 LSB.

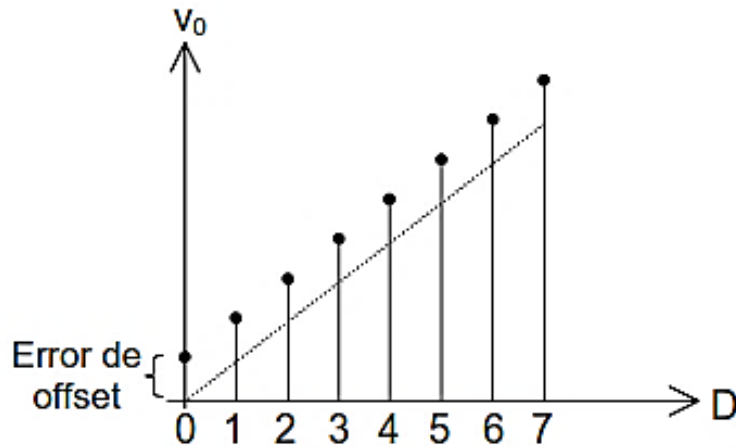


Figura A3.4: Error de offset en un convertidor digital analógico (28).

No linealidad: indica la máxima separación de la línea recta que resulta luego de eliminar los errores de escala y de offset, el valor ideal es de 0LSB (28).

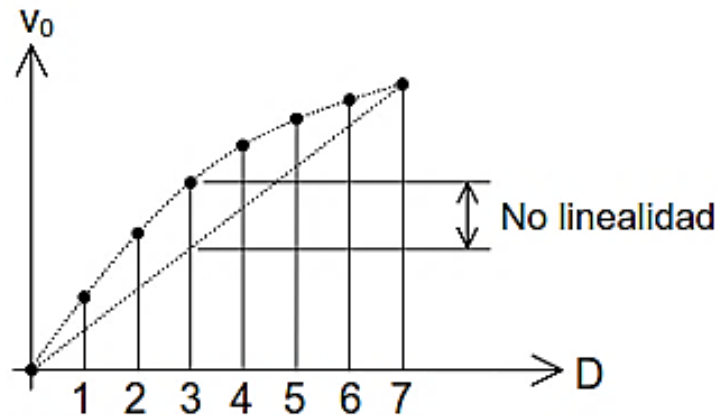


Figura A3.5: Error de no linealidad en un convertidor digital analógico (28).

No linealidad diferencial: es la máxima diferencia entre un salto a la salida debido a un cambio de 1 LSB y el salto ideal se expresa como un porcentaje del máximo nominal o en LSB. El valor ideal es 0 LSB.

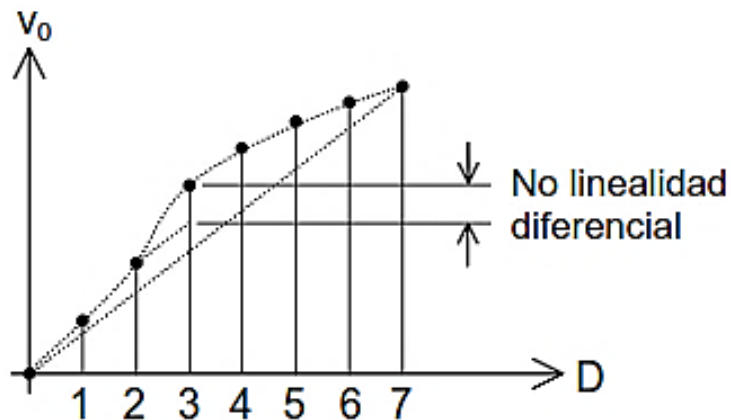


Figura A3.6: Error de no linealidad diferencial en un convertidor digital analógico.

Monotonía: Es la cualidad de generar valores analógicos crecientes ante códigos digitales de entrada crecientes. A veces se especifica como aquella resolución en bits para la cual se puede garantizar la monotonía.

Por ejemplo, un convertidor podría tener una resolución de 8 bits pero una monotonía de 7 bits, en caso de que algunos saltos de 1 LSB produzcan inversiones, pero que ningún salto del segundo bit menos significativo produzcan tales inversiones. Idealmente, la monotonía debe ser igual a la resolución (28).

La monotonía está relacionada con la no linealidad. Una no linealidad mayor de $\pm 0,5$ LSB podría provocar una pérdida del carácter monótono de la respuesta, especialmente cuando en un código el error es por exceso y en el que le sigue es por defecto. Esta situación puede darse en el salto que se produce en el punto medio de la escala (01...1 a 10...0).

Tiempo de establecimiento: Es el máximo tiempo transcurrido luego de un cambio de código de entrada arbitrario para alcanzar el valor analógico correspondiente con un error de a lo sumo $\pm 0,5$ LSB.

El tiempo de establecimiento de un conversor D/A tiene dos componentes: una debida al comportamiento dinámico lineal y otra debido al *slew-rate* del amplificador operacional (fenómeno no lineal).

La primera se debe a las capacidades parásitas en paralelo con las llaves analógicas, que hacen que la conmutación entre un código de entrada y otro no sea instantánea. Sus características son similares a las de cualquier transitorio, con una aproximación exponencial al valor final (28).

La componente debida al *slew-rate* del amplificador se caracteriza por un crecimiento lineal con pendiente fija, por lo cual cuanto mayor sea la amplitud del salto (por ejemplo un cambio en la entrada de 00...0 a 11...1) mayor será el tiempo de crecimiento. En general predomina el efecto del *slew-rate*, salvo que se usen amplificadores de muy alta velocidad (28).

Slew-rate: máxima pendiente de la salida ante una conmutación del código de entrada. Su efecto es más notorio en las transiciones grandes (o a fondo de escala). En general, se debe no a la red R-2R sino al amplificador que convierte corriente en tensión (28).

Sobrepico y glitch: El sobre-pico es el resultado de una respuesta sub-amortiguada en el amplificador. El glitch es un efecto similar a lo que en lógica se denomina "aleatorio", que consiste en que las llaves no conmutan instantáneamente ni simultáneamente.

Así, en un DAC de 8 bits, al pasar del código 127 al 128 en la entrada, podría haber un momento en que todas las llaves conducen (es decir que se encienda la que corresponda al MSB antes de apagarse las restantes), o viceversa (28).

El resultado es un pico de corriente corto (de uno u otro signo) pero de gran amplitud. Este pico podría atenuarse debido al slew-rate del amplificador de salida.

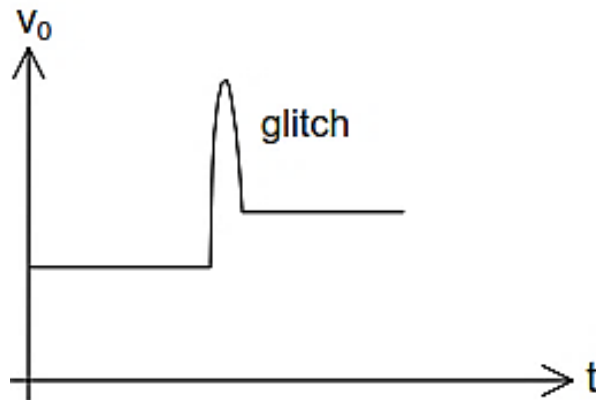


Figura A3.7: Fenómeno de glitch en la conmutación entre dos valores que implican el cambio simultaneo de muchos bits (28).

MUESTREO Y RETENCIÓN (SAMPLE AND HOLD)

Se denomina muestreo a la acción de tomar muestras (valores) de una señal en una sucesión de instantes sin importar lo que sucede el resto del tiempo. Ello implica poder conmutar la señal de manera que en el instante deseado la misma atraviese un amplificador (o seguidor) y fuera de ese instante la entrada quede conectada a masa (28).

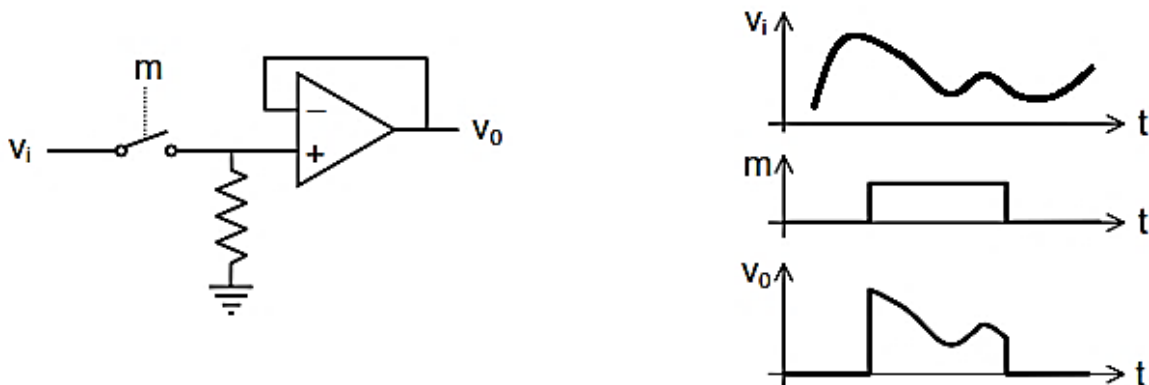


Figura A3.8: Circuito de muestreo y ejemplo de su comportamiento (28).

El circuito tiene la desventaja de que no permite retener el valor de la última muestra, sino que la salida la vuelve a cero.

En la conversión análogo a digital hace falta un valor constante durante cierto intervalo de tiempo para efectuar la conversión correcta. Para lograr esto, es necesario realizar un muestreo con retención. Como el que se muestra a continuación.

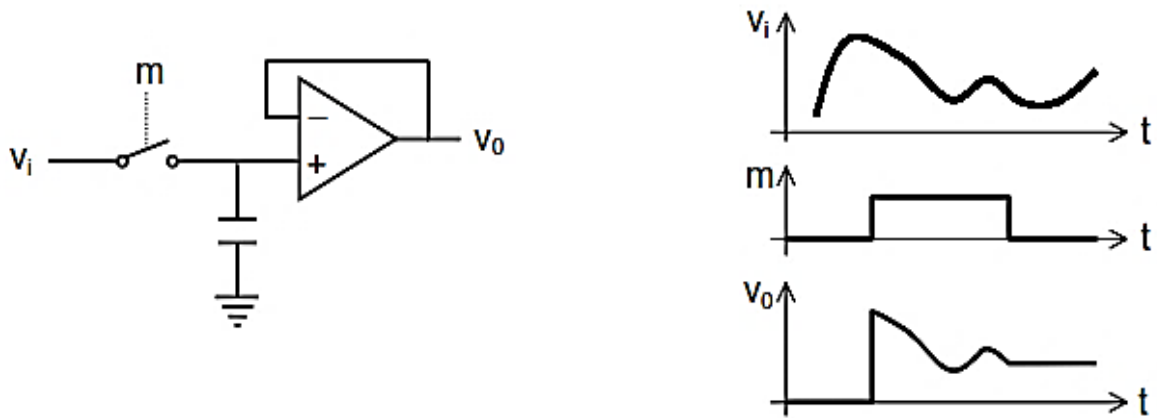


Figura A3.9: Circuito de muestreo y retención y ejemplo de su comportamiento.

En donde el muestreo será corto y el de retención será más largo.

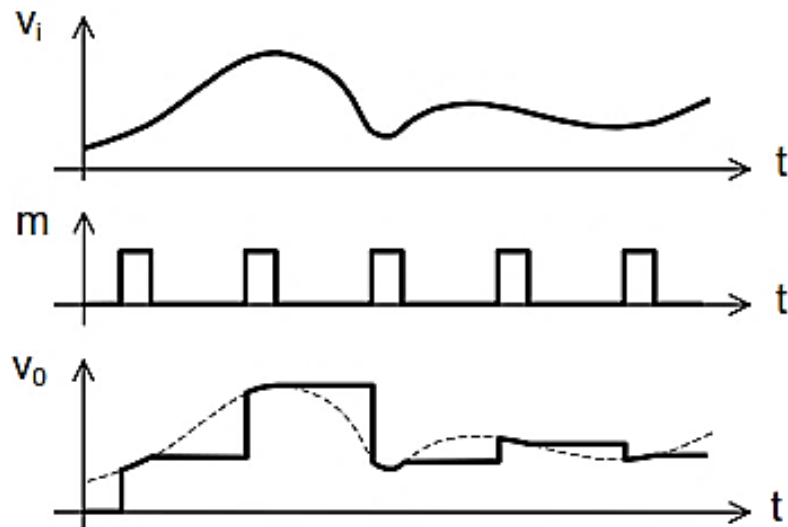


Figura A3.10: Circuito de muestreo y retención y ejemplo de su comportamiento (28).

ESPECIFICACIONES DEL MUESTREO Y RETENCIÓN

Un sistema de muestreo y retención (sample and hold) ideal transmitirá instantáneamente y sin errores el valor de su entrada a la salida durante la etapa de muestreo y conservará dicho valor indefinidamente, durante la etapa de retención, hasta que venga otra etapa de muestreo. En el caso real esto no sucede, y, así, tenemos varias fuentes de error que se traducen en sendas especificaciones (28):

Tiempo de establecimiento: Es el tiempo requerido, durante el muestreo, para que la salida alcance su valor final con una tolerancia especificada (que dependerá de la aplicación). Se debe a dos factores: la resistencia ON de la llave (que junto con el capacitor C forma una constante de tiempo) y la propia respuesta temporal del amplificador, que podría inclusive tener oscilaciones transitorias (28).

Error de ganancia: Durante el muestreo (la llave cerrada) la salida debería seguir exactamente a la entrada. Sin embargo podría haber pequeños errores de ganancia y tener una ganancia, típicamente, algo menor que 1 (28).

Error de offset: Podría haber un desplazamiento de la salida respecto a la entrada, en general debido al offset del amplificador.

Derivas durante la retención: Aunque idealmente el capacitor C no tiene por donde descargarse cuando la llave se abre, en la práctica nos encontramos con diversas fugas: las pérdidas debidas al C, la corriente de polarización del amplificador operacional, las fugas a través de la llave no ideal, y las fugas a través de imperfecciones en el circuito impreso. Todo esto da origen a una deriva denominada en inglés "droop" (que podría traducirse como una inclinación debida a falta de soporte), y que se expresa en mV/S (28).

Feedthrough: Durante la retención, además de la deriva ya descrita, suele haber una filtración de señal a través de la capacidad parásita de la llave que hace que aparezca superpuesta con la salida una versión atenuada de la entrada.

Se determina aplicando una senoide de máxima amplitud y midiendo la amplitud del ripple a la salida. expresada como fracción de la entrada y depende de la frecuencia. También se expresa como atenuación en dB (28).

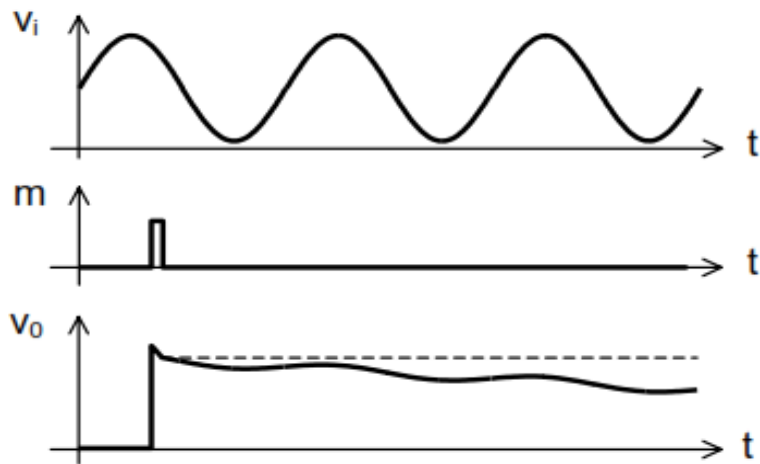


Figura A3.11: Ejemplo del efecto de las derivas (Droop) y el feedthrough.

Tiempo de apertura (aperture time): Es el tiempo entre la señal de retención y el instante en que la retención tiene lugar realmente.

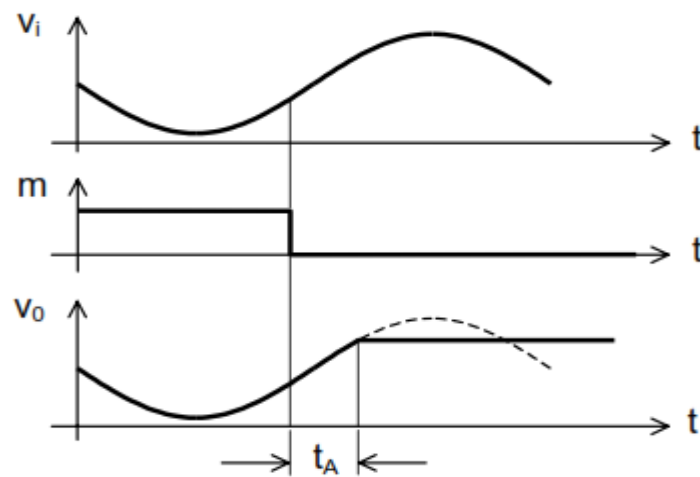


Figura A3.12: Tiempo de apertura. El valor se muestra después de un retardo.

Tiempo de adquisición (acquisition time): Intervalo de tiempo necesario con la señal presente después de habilitar el muestreo para que la salida alcance el valor de la entrada con un error especificado (típicamente 0,1%). En general se toma un salto de máxima amplitud entre el valor retenido previamente y el nuevo valor de salida (28).

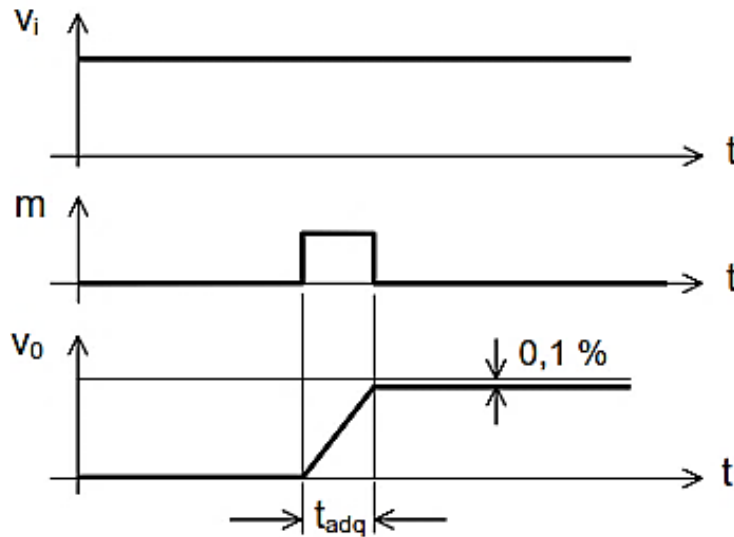


Figura A3.13: Ejemplo del tiempo de adquisición (28).

CONVERSIÓN ANALÓGICA / DIGITAL

Ahora partimos de una señal analógica y queremos convertirla a una representación numérica. Existen dos dificultades. La primera es que una representación exacta requiere una cantidad infinita (y continua) de estados posibles, lo cual a su vez exigiría infinitos dígitos (28).

La segunda dificultad está en que para obtener dicha representación se requiere que durante un tiempo la señal se mantenga invariable. La primera dificultad se resuelve por medio de la **cuantización**, es decir la aproximación mediante un nivel tomado de entre una cantidad finita de niveles. El proceso de cuantización será asimilable al redondeo o el truncamiento de un número de infinitas cifras decimales (28).

La segunda dificultad se resuelve por medio del **muestreo** y la **retención**. Supondremos, por consiguiente, que la señal de entrada es constante durante el proceso de conversión.

Existen varias técnicas de conversión analógica digital, que podrían clasificarse en dos grandes grupos: directas y realimentadas. Los conversores directos obtienen el dato digital por conteo o por comparación, mientras que los realimentados lo hacen mediante un conversor digital analógico que realimenta el dato digital generado por algún sistema lógico (28).

Igual que en el caso de los conversores digital-analógicos y los *sample and hold*, existen diversas no idealidades (algunas heredadas de aquéllos) que requieren una cuidadosa especificación. En lo que sigue se describirán las especificaciones más importantes.

Resolución: Es la cantidad de bits que entrega a su salida luego de completada la conversión. También puede expresarse como el porcentaje o partes por millón (ppm) que representa cada LSB en el rango total de entrada. Por ejemplo, un conversor de 12 bits tiene una resolución de $1/2^{12} \times 100 = 0,0244 \%$ o de 244 ppm.

Error de cuantización: Es la máxima desviación de un conversor analógico digital ideal con respecto a una transferencia perfectamente lineal, expresada en LSB. El error puede ser de $\pm 0,5$ LSB ó $+0/-1$ LSB, según cuál sea el punto de conmutación. En algunos casos se procede por truncamiento (figura A3.14a) y en otros por redondeo (figura A3.14b). La desviación máxima se alcanza apenas antes de conmutar al nivel siguiente (28).

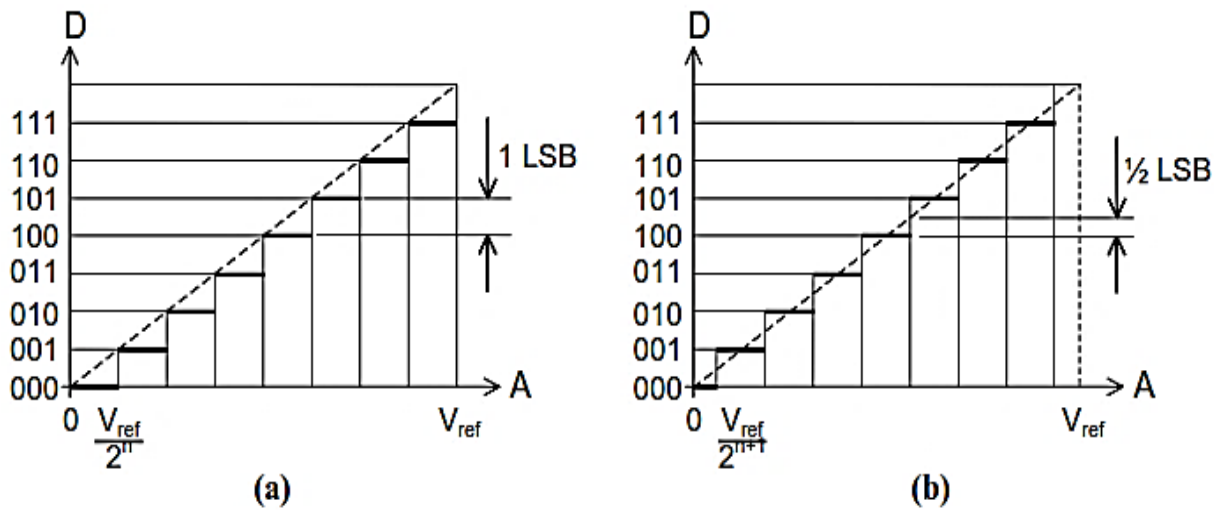


Figura A3.14: graficas de transferencia de un conversor análogo digital de 3 bits en las cuales se puede apreciar el error de cuantización. a) Sin offset para cuantización por truncamiento. b) Con offset, para cuantización por redondeo.

Error de histéresis: Es el ancho de la ventana de histéresis que se establece alrededor de cada conmutación, expresado en LSB (figura A3.15). Se debe en general a la histéresis del o los comparadores, y es razonable esperar que sea $\ll 1$ LSB. No es común encontrar esta especificación. La histéresis se utiliza con ventaja para evitar conmutaciones debidas a pequeños niveles de ruido (28).

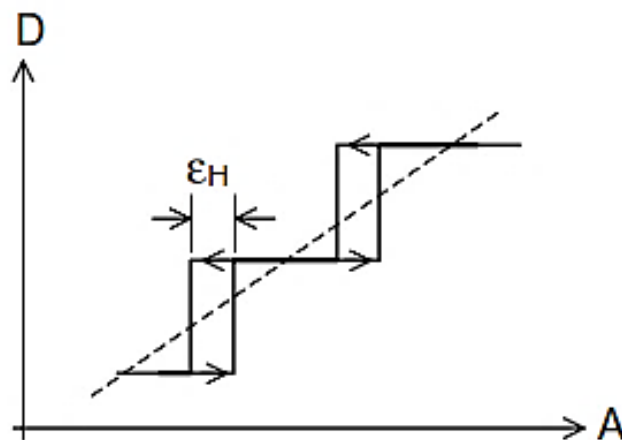


Figura A3.15: Error de histéresis en un conversor análogo digital (28).

MUESTREO DE SEÑALES

En la mayoría de los casos es necesario muestrear y convertir señales que varían en el tiempo en forma arbitraria, con la sola restricción de algún límite en el ancho de banda ocupado. Un ejemplo de ello son las señales de audiofrecuencia, cuya máxima frecuencia útil está en el orden de los 20 kHz (28).

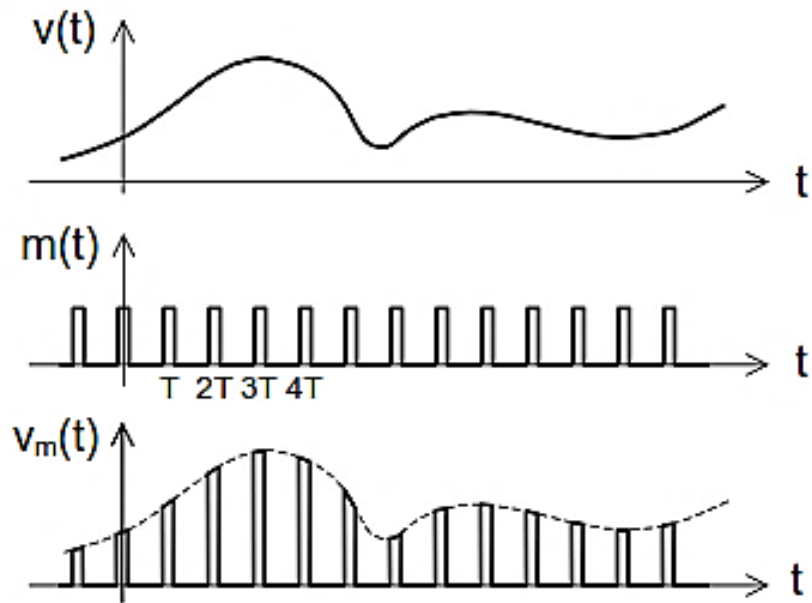


Figura A3.16: Muestreo de una señal variable en el tiempo por multiplicación por un tren de pulsos de periodo T y ancho τ (28).

Una consideración central en estos casos es la elección de la **tasa de muestreo** (también llamada **frecuencia de muestreo**), es decir la cantidad de muestras a tomar por unidad de tiempo.

Veremos que si se desea posteriormente reconstruir la señal o procesarla en forma asimilable a un procesador analógico (amplificación, filtrado, compresión, etc.) será preciso muestrearla a una tasa mayor o igual que el doble de la máxima frecuencia presente en la señal según el teorema del muestreo de Nyquist (28).

TEOREMA DEL MUESTREO DE NYQUIST

El teorema trata del muestreo que no debe ser confundido o asociado con la cuantificación, proceso que sigue al de muestreo en la digitalización de una señal y que, al contrario del muestreo, no es reversible (se produce una pérdida de información en el proceso de cuantificación, incluso en el caso ideal teórico, que se traduce en una distorsión conocida como error o ruido de cuantificación y que establece un límite teórico superior a la relación señal-ruido) (29).

Dicho de otro modo, desde el punto de vista del teorema, las muestras discretas de una señal son valores exactos que aún no han sufrido redondeo o truncamiento alguno sobre una precisión determinada, esto es, aún no han sido cuantificadas.

El teorema demuestra que la reconstrucción exacta de una señal periódica continua en banda base a partir de sus muestras, es matemáticamente posible si la señal está limitada en banda y la tasa de muestreo es superior al doble de su ancho de banda.

Dicho de otro modo, la información completa de la señal analógica original que cumple el criterio anterior está descrita por la serie total de muestras que resultaron del proceso de muestreo. No hay nada, por tanto, de la evolución de la señal entre muestras que no esté perfectamente definido por la serie total de muestras (29).

El ingeniero sueco Harry Nyquist formuló el siguiente teorema para obtener una grabación digital de calidad: "La frecuencia de muestreo mínima requerida para realizar una grabación digital de calidad, debe ser igual al doble de la frecuencia de audio de la señal analógica que se pretenda digitalizar y grabar" (29).

Este teorema recibe también el nombre de "Condición de Nyquist". Es decir, que la tasa de muestreo se debe realizar, al menos, al doble de la frecuencia de los sonidos más agudos que puede captar el oído humano que son 20 mil hertz por segundo (20 kHz) (29).

Por ese motivo se escogió la frecuencia de 44,1 kHz como tasa de muestreo para obtener "calidad de CD", pues al ser un poco más del doble de 20 kHz, incluye las frecuencias más altas que el sentido del oído puede captar.

El teorema trata con el muestreo, que no debe ser confundido o asociado con la cuantificación, proceso que sigue al de muestreo en la digitalización de una señal y que, al contrario del muestreo, no es reversible (se produce una pérdida de información en el proceso de cuantificación, incluso en el caso ideal teórico, que se traduce en una distorsión conocida como error o ruido de cuantificación y que establece un límite teórico superior a la relación señal-ruido).

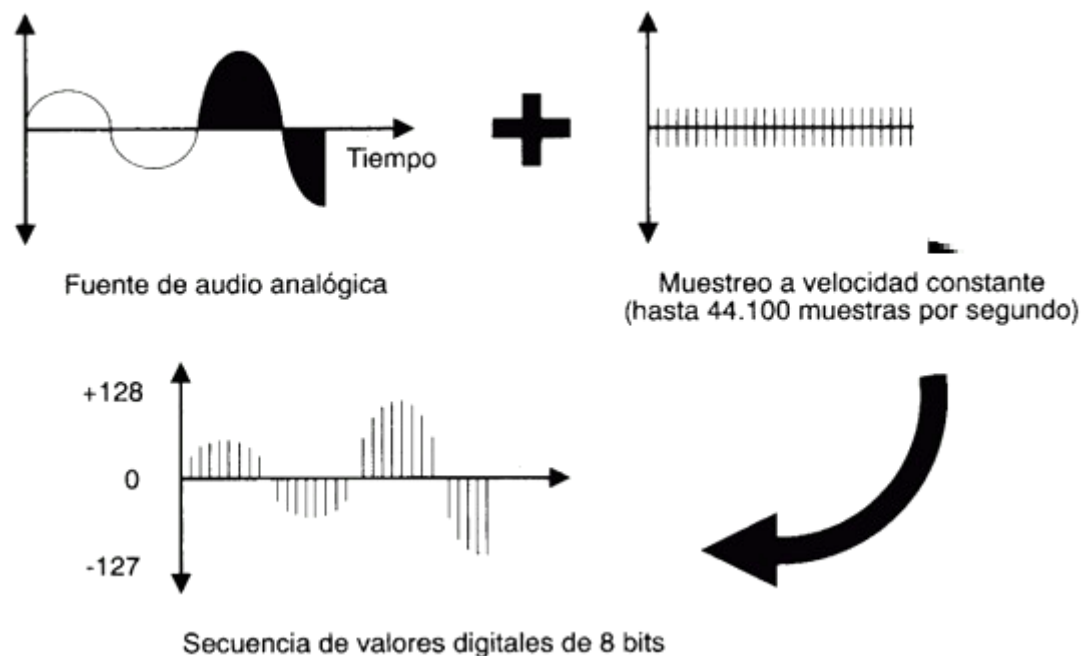


Figura A3.17: Teorema del muestreo de Nyquist (29).

Dicho de otro modo, desde el punto de vista del teorema, las muestras discretas de una señal son valores exactos que aún no han sufrido redondeo o truncamiento alguno sobre una precisión determinada, esto es, aún no han sido cuantificadas. El teorema demuestra que la reconstrucción exacta de una señal periódica continua en banda base a partir de sus muestras es matemáticamente posible si la señal está limitada en banda y la tasa de muestreo es superior al doble de su ancho de banda.

Desarrollado por H. Nyquist, quien afirmaba que una señal analógica puede ser reconstruida, sin error, de muestras tomadas en iguales intervalos de tiempo. La razón de muestreo debe ser igual, o mayor, al doble de su ancho de banda de la señal analógica". La teoría del muestreo define qué para una señal de ancho de banda limitado, la frecuencia de muestreo, f_m , debe ser mayor que dos veces su ancho de banda [B] medida en Hertz [Hz] (29).

$f_m > 2 \cdot B$ Supongamos que la señal a ser digitalizada es la voz el ancho de banda de la voz es de 4,000 Hz aproximadamente. Entonces, su razón de muestreo será $2 \cdot B = 2 \cdot (4,000 \text{ Hz})$, es igual a 8000 Hz, equivalente a 8,000 muestras por segundo (1/8000). Entonces la razón de muestreo de la voz debe ser de al menos 8000 Hz, para que pueda regenerarse sin error. La frecuencia $2 \cdot B$ es llamada la razón de muestreo de Nyquist. La mitad de su valor, es llamada algunas veces la frecuencia de Nyquist.

El teorema de muestreo fue desarrollado en 1928 por Nyquist y probado matemáticamente por Claude Shannon en 1949. Ejemplos prácticos: El en área de la MÚSICA, a veces es necesario convertir material analógico [en acetato, casetes, cintas magnéticas, a formato digital [en CD, DVD].

Los ingenieros de sonido pueden definir el rango de frecuencia de interés. Como resultado, los filtros analógicos son algunas veces usados para remover los componentes de frecuencias fuera del rango de interés antes de que la señal sea muestreada (29).

Por ejemplo, el oído humano puede detectar sonidos en el rango de frecuencias de 20 Hz a 20 KHz. De acuerdo al teorema de muestreo, uno puede muestrear la señal al menos a 40 KHz para reconstruir la señal de sonido aceptable al oído humano. Los componentes más arriba de 40 KHz no podrán ser detectados y podrían contaminar la señal. Estos componentes arriba de los 40 KHz son removidos a través de filtros pasa banda o filtros pasa bajas (29).

Algunos de las razones de muestreos utilizadas para grabar música digital son las siguientes:

Razón de muestreo/ Frecuencia de Nyquist
22,050 kHz = 11,025 kHz (Nyquist)
24,000 kHz = 12,000 kHz
30,000 kHz = 15,000 kHz
44,100 kHz = 22,050 kHz
48,000 kHz = 24,000 kHz
Es muy importante tomar en consideración que la frecuencia más alta del material de audio será grabada.

Si la frecuencia de 14,080 Hz es grabada, una razón de muestreo de 44.1 kHz deberá ser la opción elegida. 14,080 Hz cae dentro del rango de Nyquist de 44.1 kHz el cual es 22.05 kHz. La razón de muestreo elegida determina el ancho de banda del audio de la grabadora usada. Considerando que el rango del oído es de 20 Hz a 20 kHz, una razón de muestreo de 44.1 kHz teóricamente deberá satisfacer las necesidades de audio (29).

ANEXO 4

Programación en Matlab

Estimación del exponente de Hurst para una serie en el tiempo.

```
Clear
clc
tic
disp(' Leyendo datos...');

%Preparación de la lectura

%Arranque dentro del vector. Si p <> 1 el análisis empieza en el índice
%indicado
p = 1;

%Abre y lee n renglones de archivo de datos
fid = fopen('C:\Usuarios\Darío\Escritorio;
A = fscanf(fid,'%f\n');
fclose(fid);

n = length(A);
tau = 1024; %Tamaño de la ventana en cada caja;
tau <= n
%ptau = 128; %Paso de la ventana;
ptau <= tau
d = 6; %Nivel de división de regiones en cada ventana; d > 0
m = floor(n/tau);%Número de ventanas en el vector de datos
% m = floor((n - tau)/ptau); %con traslape

disp(' Analizando...')

for k = 1 : m %Análisis de cada caja en el vector completo

%Reinicio de sumas para regresión lineal y estimación de H
% en cada ventana k por mínimos cuadrados
sx = 0;
sy = 0;
sxy = 0;
sx2 = 0;

%Cálculo de la media de la caja k

%Localización de la caja k
hic = p + (k - 1)*tau;
hfc = hic + tau - 1;
```

```

%
suma = 0;
for j = hic : hfc
suma = suma + A(j);
end
media = suma/(tau - 1); % El número de datos es tau - 1

for c = 1 : d; %Nivel de división en la caja k

RS = 0; %Reinicio para promedio de RS en cada nivel
nr = 2^(c - 1); %Número de regiones en caja k nivel c
tam_reg = floor(tau/nr); %Tamaño de región en caja k nivel c

for reg = 1 : nr; %Análisis de cada región del nivel c

%Localización de la región
hir = p + (k - 1)*tau + tam_reg*(reg - 1);
hfr = hir + tam_reg - 1;

%Reinicio de suma acumulada y varianza.
sumacum = 0;
sumacum2 = 0;
%Máximo y mínimo del Rango
min = 0;
max = 0;
%Cálculo de desviaciones
for z = 1 : tam_reg
x(z) = A(hir + z - 1) - media;

%Suma acumulada
sumacum = sumacum + x(z);
sumacum2 = sumacum2 + x(z)*x(z);

%Máximo y mínimo
if sumacum < min
min = sumacum;
elseif sumacum > max
max = sumacum;
end %if

end %z

%Cálculo del rango y la desviación estándar de la región
R = max - min;
s = ( sumacum2 / z )^0.5;
RS = R/s + RS;

```

```

%Cálculo del promedio de la relación RS en el nivel de división
RSprom = RS/nr;

%Cálculo de puntos en curva log-log
xi = log(tam_reg);
yi = log(RSprom);

%Parámetros de regresión lineal por mínimos cuadrados
sx = sx + xi;
sy = sy + yi;
sxy = sxy + xi*yi;
sx2 = sx2 + xi*xi;
end %c

%Regresión lineal por mínimos cuadrados para estimación de H y a de la curva
log-log
%y = Hx + a
nd = c ; %Número de datos
H(k) = ( nd*sxy - sx*sy ) / ( nd*sx2 - sx^2 );
end %k

%Gráficas
plot(H,'k','linewidth',1.0)
axis([0 m 0 1])
xlabel('Box data','fontsize',14)
ylabel('Hurst exponent, H','fontsize',14)
title('Rescaled Range Analysis','fontsize',16)

*****

Hurst_optim
% Estimación del exponente de Hurst para una serie en el tiempo basado en
% análisis de rango reescalado (Análisis R/S)

clc
clear
% Lectura del archivo *.txt de datos
fid = fopen('C:\Usuarios\Darío\Escritorio;
All = fscanf(fid,'%f\n');
fclose(fid);
A = All;
B = A;% - mean(A); %Centra la señal alrededor de cero
w = 1024; % Tamaño de la ventana; 512 o 1024 para vectores grandes, 32 para
vectores pequeños
t = pow2(nextpow2(w/32)); % Tamaño Máximo de la subdivisión de ventana
% múltiplo de 2, 32 es el minimo recomendado

% Número de Exponentes de Hurst que va a calcular
NumH = floor(length(A)/w);

```